

UNIVERSITÀ DI PISA  
FACOLTÀ DI INGEGNERIA



Corso di Laurea in Ingegneria delle Telecomunicazioni  
Tesi di Laurea Magistrale

# Localizzazione passiva di sorgenti subacquee a banda larga con cortina di sensori sparsi

*Relatori:*

Prof. Ruggero Reggiannini

Prof. Andrea Caiti

Ing. Giancarlo Vettori

*Candidato:*

Paolo Ussi

Anno Accademico 2012/2013



# Indice

<b>Nozioni di base</b>	<b>v</b>
<b>1 Introduzione</b>	<b>1</b>
1.1 Scopo . . . . .	1
1.2 Specifiche di funzionamento . . . . .	2
1.3 Sistemi convenzionali . . . . .	3
1.4 Sistemi sparsi . . . . .	4
1.5 Cancellazione interferenze . . . . .	5
1.6 Soluzione proposta . . . . .	5
<b>2 Sistema ricevente a banda larga ad n elementi</b>	<b>7</b>
2.1 Definizioni utili . . . . .	7
2.2 Principio base di funzionamento . . . . .	7
2.3 Analisi del sistema direttivo a banda larga . . . . .	9
<b>3 Antenna adottata e ritardi geometrici</b>	<b>15</b>
3.1 Introduzione . . . . .	15
3.2 Elemento d'antenna . . . . .	16
3.3 Struttura dell'array e ritardi geometrici . . . . .	16
3.4 Perturbazione della posizione degli idrofoni . . . . .	20
<b>4 Ricevitore</b>	<b>23</b>
4.1 Introduzione . . . . .	23
4.2 Ricevitore a demodulazione analogica . . . . .	24
4.3 Ricevitore a demodulazione digitale . . . . .	26
4.4 Ricevitore a campionamento diretto . . . . .	28
4.5 Scelta del ricevitore . . . . .	28

<b>5</b>	<b>Signal Processing</b>	<b>33</b>
5.1	Soluzione adottata . . . . .	33
5.2	Altre soluzioni testate . . . . .	34
<b>6</b>	<b>Simulazione 1: Studio delle proprietà direttive di base</b>	<b>37</b>
6.1	Generatore . . . . .	37
6.2	Processore . . . . .	38
6.3	Misure della risoluzione angolare . . . . .	38
6.4	Riduzione delle spurie . . . . .	39
<b>7</b>	<b>Simulazione 2: Studio del comportamento del sistema in presenza di rumore e interferenza</b>	<b>45</b>
7.1	Generatore . . . . .	45
7.2	Processore . . . . .	45
7.3	Guadagno di processo . . . . .	46
7.4	Limitazioni dovute al segnale interferente . . . . .	47
<b>8</b>	<b>Simulazione 3: cancellazione dell'interferenza e allarmi</b>	<b>53</b>
8.1	Generatore . . . . .	53
8.2	Processore . . . . .	53
8.3	Modalità di lettura dati . . . . .	54
8.4	Allarmi e kurtosis . . . . .	54
8.5	Osservazioni . . . . .	55
8.6	Risultati . . . . .	56
<b>9</b>	<b>Simulazione 4: ranging passivo</b>	<b>61</b>
9.1	Generatore . . . . .	61
9.2	Processore . . . . .	62
<b>10</b>	<b>Sperimentazione</b>	<b>65</b>
10.1	Introduzione . . . . .	65
10.2	Vasca acustica . . . . .	66
10.3	Trasmettitore . . . . .	67
10.4	Configurazione di trasmissione e ricezione . . . . .	67
10.5	Risultati . . . . .	68
10.6	Conclusioni . . . . .	70
<b>A</b>	<b>Codice Matlab Real-Time Beamforming 1D</b>	<b>79</b>



**B Codice Matlab Passive Ranging**

**83**



# Nozioni di base

In questa sezione vengono brevemente presentate alcune nozioni basilari di acustica subacquea che dovrebbero facilitare la comprensione dei concetti esposti in questo documento.

## Il Sonar

Di tutte tutte le forme di radiazione conosciute, le onde sonore sono quelle che si propagano meglio in ambiente subacqueo. Nelle acque saline e spesso torbide del mare sia la luce che le onde radio sono attenuate in maniera di gran lunga maggiore dell'energia acustica.

Lo scarso potere di penetrazione delle onde elettromagnetiche in acqua causa perdite dipendenti dalla frequenza ( $f$ ) valutabili in circa  $1400\sqrt{f}$  dB/Km dove  $f$  è espresso in kHz [1]. Da questa formula si evince che anche a basse frequenze le perdite dovute alla propagazione sono enormi. Si pensi che a soli 100 m dalla sorgente le perdite subite da un segnale a frequenza 2000 mHz sono di 200000 dB! Anche a frequenze basse come ad esempio 30 kHz le perdite sono notevoli e pari a 770 dB.

I sistemi che utilizzano le onde acustiche per navigare, comunicare, rivelare la presenza e la posizione di oggetti sono chiamati sistemi SONAR (SOund NAvigation and Ranging).

I sistemi sonar sono detti *attivi* quando il suono è generato intenzionalmente dalla componente del sistema chiamata ad assolvere questa funzione: il *proiettore* (projector). Il suono così generato viaggia attraverso il mare, colpisce il bersaglio e torna verso il sistema sonar dove viene ricevuto da un sensore chiamato **idrofono** (hydrophone) che ha la funzione di convertire l'energia acustica in una tensione elettrica. L'uscita dell'idrofono è amplificata e processata in vari modi e alla fine della catena di ricezione

viene generalmente applicata ad un display o a un sistema di controllo per soddisfare lo scopo per il quale il sistema è stato costruito.

La Figura 1 illustra molto schematicamente l'uso di un sonar attivo per rivelare la presenza di sommergibili.

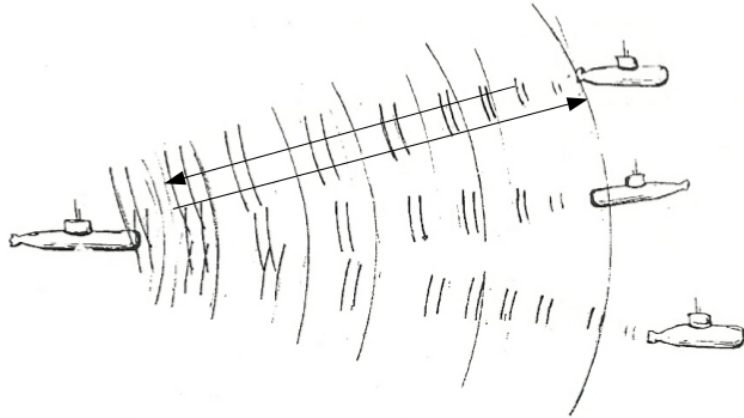


Figura 1: Ricerca attiva di sommergibili

Il sonar *passivo* (passive o listening sonar) non genera attivamente un segnale, ma sfrutta il suono radiato spesso non intenzionalmente dal target di interesse. In questa configurazione avviene solamente una trasmissione one-way, e l'elemento cardine su cui si basa il sistema risulta essere l'idrofono. La Figura 2 illustra schematicamente l'utilizzo passivo di un sonar per rivelare la presenza di sommergibili.

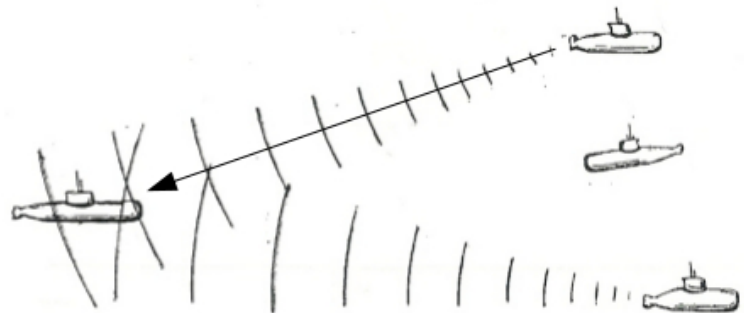


Figura 2: Ascolto passivo del segnale radiato da sommergibili

## Velocità del suono in mare

La velocità del suono è una variabile oceanografica che può essere misurata in maniera diretta attraverso specifici strumenti quali il velocimetro. Si può tuttavia cercare di calcolare la velocità tramite formule matematiche. A questo scopo, nel corso degli anni, sono state formulate diverse equazioni che risultano essere dipendenti da tre parametri fondamentali: temperatura, salinità e pressione. Stranamente sembrano non esserci ulteriori dipendenze da altri parametri fisici ad eccezione di contaminazioni dell'ambiente quali bolle d'aria e organismi biologici.

Nonostante i parametri fondamentali siano solo tre, la loro relazione appare complessa basti pensare che la formula per il calcolo della velocità di Del Grosso comprende ben 19 termini. Tra le formule generalmente utilizzate citiamo la formula di Del Grosso e la formula di Chen-Millero-Li le cui espressioni vengono fornite in testi quali [2 3]. Altre formule più semplici sono riportate in [2].

Da queste equazioni si scopre che la velocità del suono cresce con la temperatura, la salinità e la profondità.

Generalmente quando non si necessita di un'accuratezza elevata, è possibile considerare la velocità del suono nel mare pari a 1500 m/s.

## Legge di Ohm acustica e Intensità

Il **suono** consiste nel moto regolare delle molecole di sostanze elastiche quali sono l'aria e l'acqua. Questo moto risulta altalenante e parallelo alla direzione di propagazione. Sotto l'influsso di un'onda acustica, poiché il fluido è comprimibile, si generano dei cambi di pressione che possono essere rivelati da un idrofono.

In una onda sonora piana, la pressione acustica è legata alla velocità di spostamento delle particelle del fluido secondo la cosiddetta *legge di Ohm acustica*:

$$p = \rho \cdot c \cdot u$$

dove abbiamo indicato:

$p$  = **pressione acustica**

$\rho$  = **densità del fluido**

$c$  = **velocità di propagazione dell'onda**

$u$  = **velocità di spostamento delle particelle nel fluido**

Il fattore di proporzionalità  $\rho \cdot c$  è chiamato *resistenza acustica specifica* del fluido e per l'acqua di mare vale circa  $1.5 \cdot 10^5$  gs/cm<sup>2</sup>.

Sotto determinate condizioni questo coefficiente è complesso e viene chiamato *impedenza acustica specifica* del fluido.

Nella legge di Ohm acustica possiamo interpretare  $u$  come l'analogo della corrente elettrica, mentre la pressione  $p$  come l'analogo della tensione.

L'*Intensità* di un'onda è definita come la quantità di energia che fluisce, nell'unità di tempo, attraverso una superficie di area unitaria perpendicolare alla direzione di propagazione dell'onda.

L'onda sonora che si propaga attraverso il fluido esercita sulle particelle del fluido stesso una pressione sonora che abbiamo indicato con  $p$ . Durante un intervallo di tempo  $dt$ , le particelle si spostano di una quantità  $dx = c \cdot dt$  e il lavoro compiuto risulta pertanto uguale al prodotto della forza ( $F$ ) per tale spostamento  $L = F \cdot dx$ . L'energia trasferita nel fluido per unità di superficie nell'unità di tempo è allora definita dal prodotto vettoriale della pressione per la velocità delle particelle.

Traducendo in formule l'intensità ( $I$ ) risulta uguale a:

$$I = \frac{\text{Potenza}}{\text{Area}} = \frac{\text{Energia}}{\text{Area} \cdot \text{Tempo}} = \frac{\text{Forza} \cdot \text{Distanza}}{\text{Area} \cdot \text{Tempo}} = \text{Pressione} \wedge \text{Velocità}$$

utilizzando l'equazione di Ohm acustica e sostituendo otteniamo:

$$I = \frac{p^2}{\rho \cdot c}$$

L'intensità è misurata in Watt/m<sup>2</sup>.

## Intensità acustica di riferimento

L'intensità di riferimento per l'acustica subacquea è l'intensità di un'onda piana che ha un RMS di pressione uguale a  $1\mu$  Pa.

Ponendo  $p = 1\mu$  e  $\rho \cdot c = 1.5 \cdot 10^5$  otteniamo l'intensità di riferimento  $I_r$  che è uguale a  $0.67 \cdot 10^{-18}$  W/m<sup>2</sup>.

L'intensità acustica di una sorgente è generalmente misurata in dB ed è identificata dal **Source Level (SL)**, il quale risulta un parametro fondamentale dell'equazione del sonar passivo.

## Perdite sperimentate dal segnale

Nel suo percorso attraverso il mare il segnale acustico viene ritardato, distorto e attenuato. Il parametro **Transmission Loss (TL)** descrive quantitativamente l'attenuazione sperimentata dal segnale tra un punto a un metro dalla sorgente e un punto arbitrario lontano dalla sorgente. Per definizione TL è uguale a:

$$TL = 10 \log \frac{I_0}{I_1}$$

dove abbiamo indicato:

**TL = perdita di trasmissione**

$I_0$  = livello di intensità della sorgente ad 1 metro

$I_1$  = Livello di intensità della sorgente a distanza arbitraria

Il TL può essere considerato come composto dalla somma delle perdite dovute al modello geometrico scelto per la propagazione e perdite dovute all'assorbimento e scattering. Analizziamo brevemente questi due tipi di perdite.

## Perdite per propagazione

Vi sono tre modelli principali generalmente adottati per lo spreading in funzione delle condizioni in cui stiamo operando vedi Figura 3. Per la maggior parte dei casi tuttavia viene adottato il modello a geometria sferica dove l'energia radiata dalla sorgente puntiforme è distribuita uniformemente su una superficie sferica che idealmente la circonda.

Se ipotizziamo che non vi siano altre perdite oltre a quelle dovute alla propagazione, possiamo affermare che la potenza che transita attraverso superfici sferiche di raggio variabile è sempre la stessa. Se indichiamo con  $P$  la potenza dell'onda allora avremo

$$P = 4\pi r_1^2 I_1 = 4\pi r_2^2 I_2 = \dots$$

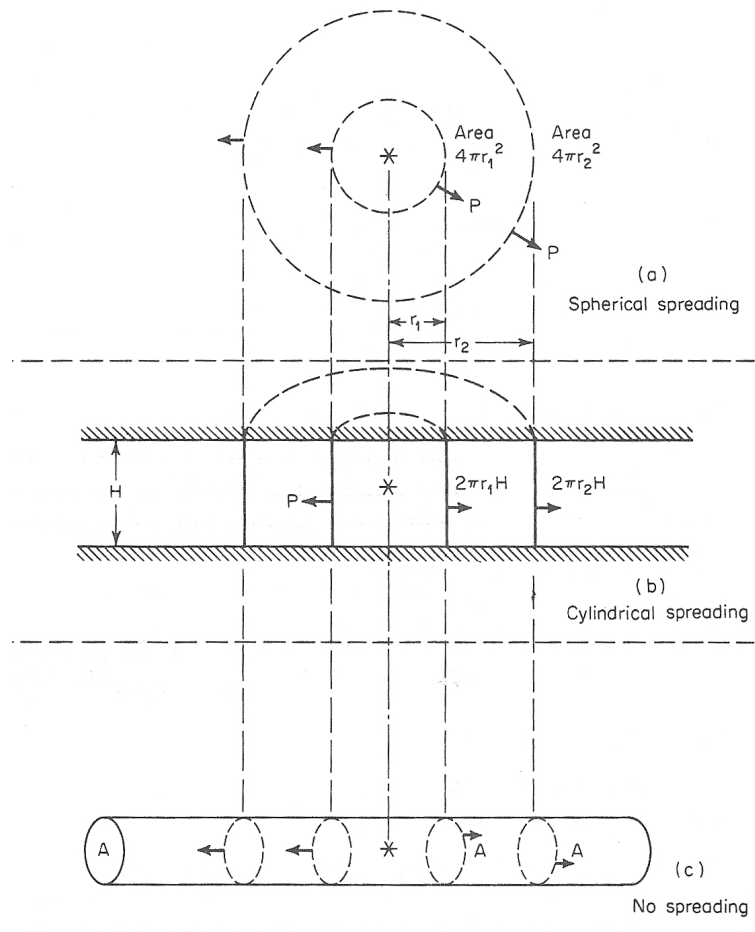


Figura 3: Alcuni modelli di propagazione dell'onda

se scegliamo  $r_1$  uguale a 1m otteniamo

$$TL = 10 \log \frac{I_0}{I_1} = 10 \log r_2^2 = 20 \log r_2$$

Questo tipo di propagazione è conosciuta come *legge dell'inverso del quadrato*, infatti l'intensità decresce con il quadrato della distanza.

### Assorbimento

L'assorbimento è il processo di conversione dell'energia acustica in calore. Per caratterizzare l'assorbimento dell'acqua sono stati compiuti numerosi esperimenti che hanno portato alla compilazione di diverse formule matematiche dipendenti dalla frequenza, dalla salinità e dalla profondità. La



perdita totale è espressa da un coefficiente  $\alpha$  espresso in dB/km. Per calcolare l'attenuazione totale ( $A_t$ ) lungo un percorso  $r$  è quindi necessario moltiplicare tale coefficiente per la distanza  $A_t = \alpha \cdot r$ .

La formula per il calcolo di  $\alpha$  che approssima al meglio il fenomeno dell'assorbimento è abbastanza complessa ed è costituita da tre termini separati corrispondenti a tre cause di assorbimento indipendenti [3]:

1. il primo termine descrive l'attenuazione dovuta alle molecole di acido borico;
2. il secondo termine descrive l'attenuazione dovuta alle molecole di  $\text{MgSO}_4$ ;
3. il terzo termine descrive assorbimento dovuto all'acqua pura.

Riportiamo qui una formula semplificata dovuta a Thorpe [2], calcolata per una temperatura di 4°C ed una profondità di circa 1000m

$$\alpha = \frac{0.1f^2}{1 + f^2} + \frac{40f^2}{4100 + f^2} + 2.5 \cdot 10^{-4}f^2 + 0.003$$

## Il rumore ambientale di alto fondale

Il rumore ambientale può essere considerato come il rumore di fondo del mare stesso. Può essere definito come la parte di rumore totale di background, osservato con un idrofono omnidirezionale, che non è dovuta all'idrofono o alla sua struttura di sostenimento e che non è dovuto a qualche sorgente localizzabile nota.

La Figura 4 rappresenta lo spettro del rumore ambientale osservato in zona di alto fondale e la sua suddivisione in cinque regioni spettrali.

Lo spettro viene idealmente suddiviso in zone o bande frequenziali ognuna delle quali caratterizzata da una diversa sorgente di rumore predominante. Analizziamo sommariamente le caratteristiche di ciascuna regione.

La BANDA I si estende da 0Hz a 1Hz, è caratterizzata da segnali che variano molto lentamente. I meccanismi e i fenomeni che avvengono in questa porzione di spettro risultano ancora piuttosto sconosciuti. Tuttavia possiamo affermare che il rumore ambientale generato in questa banda è dovuto principalmente alle maree che si verificano 2 volte al giorno, alle onde con frequenza non superiore a 1Hz e all'attività sismica della crosta terrestre. Misure affidabili in questa banda sono molto difficili da ottenere a causa del

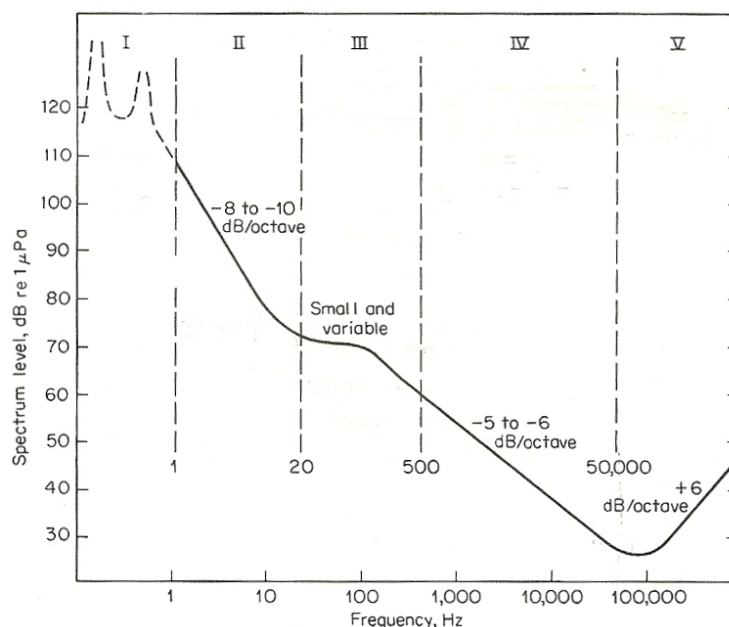


Figura 4: Spettro del rumore ambientale in alto fondale

self-noise dell'idrofono e della sua struttura. La notevole potenza del rumore ambientale presente in questa regione spettrale ne esclude l'utilizzo per gli scopi dell'acustica subacquea.

La BANDA II si estende da 1Hz a 20Hz, il rumore in questa regione spettrale è dovuto principalmente alla turbolenza oceanica generata dalle correnti. Inoltre risulta esserci anche una lieve dipendenza dai venti di superficie.

La BANDA III si estende da 20Hz a 500Hz, la sorgente di rumore dominante in questa zona è il traffico marittimo in lontananza.

La BANDA IV si estende da 500Hz a 50000Hz, in questa regione si trova il rumore generato in superficie, nelle vicinanze del punto in cui avviene la misura. Si tratta principalmente di rumore causato dalle condizioni della superficie del mare caratterizzate dallo stato del mare e dalla forza del vento.

La BANDA V si estende oltre i 50000Hz, il rumore è dovuto all'agitazione termica delle molecole che compongono l'acqua di mare.

Il rumore biologico ovvero quello prodotto dagli organismi marini sarebbe da aggiungere come contributo al rumore totale, tuttavia a causa della sua elevata variabilità nel tempo, in frequenza e nello spazio non è collocabile

con precisione nelle suddette bande.

Il contributo totale di rumore ambientale presente è indicato con **NL** (**Noise Level**) ed è un parametro fondamentale dell'equazione del sonar.

## Direttività dell'antenna

La direttività di un'antenna è definita come il rapporto tra la densità di potenza a distanza  $r$  fornita dall'antenna presa in considerazione e la densità di potenza a distanza  $r$  fornita da un'antenna omnidirezionale a parità di potenza trasmessa. Essa descrive la capacità di un'antenna di concentrare la potenza irradiata nell'intorno di una determinata direzione vedi Figura 5.

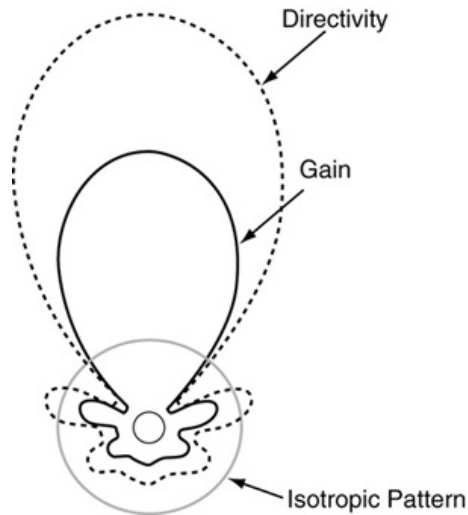


Figura 5: Direttività di un'antenna

Nell'equazione del sonar il parametro che tiene conto della direttività dell'antenna è il **Directivity Index (DI)** la cui espressione risulta:

$$DI = 10 \log \frac{I_d}{I_o}$$

dove abbiamo in indicato:

**I<sub>d</sub>** = Intensità dell'antenna direttiva

**I<sub>o</sub>** = Intensità dell'antenna omnidirezionale

## Equazione semplificata del sonar passivo

Dopo aver elencato gli elementi che la compongono, esplicitiamo adesso l'*equazione semplificata del sonar passivo*:

$$SL - TL - (NL - DI) = DT$$

dove con **DT (Detection Threshold)** abbiamo indicato un'opportuna soglia oltre la quale il mio sistema segnala la presenza di segnale utile.

L'equazione del sonar rappresenta un bilancio di potenza, e tiene conto dell'intensità della sorgente attraverso il parametro SL, delle perdite subite dal segnale nel percorso sorgente-antenna attraverso TL, del rumore ambientale presente nello scenario NL e del guadagno dell'antenna attraverso il parametro DI.

Un'immagine schematica che illustra i parametri che compongono l'equazione del sonar passivo è mostrata in Figura 6

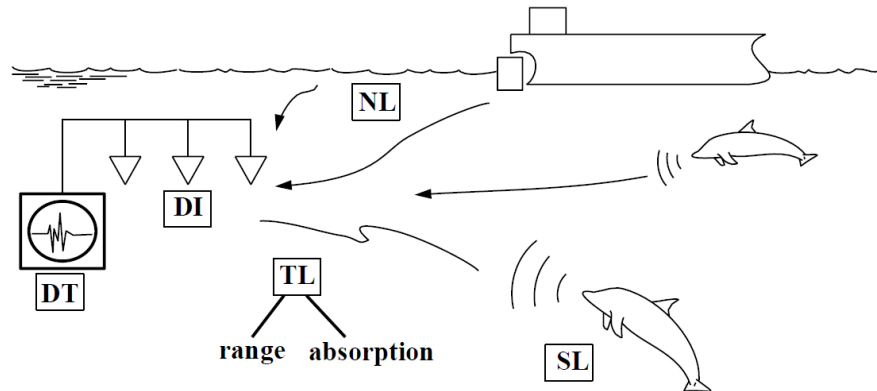


Figura 6: Schema dei parametri in gioco nell'equazione del sonar passivo

# Capitolo 1

## Introduzione

### 1.1 Scopo

La localizzazione delle sorgenti di segnale in ambito subacqueo è un problema di notevole interesse teorico e pratico. A tale scopo numerosi studi ed algoritmi sono stati messi a punto e hanno servito una notevole varietà di problematiche quali le comunicazioni subacquee, la rivelazione di target in ambito militare, la localizzazione di sorgenti di rumore ecc.

La motivazione principale che ha portato allo studio e alla realizzazione del progetto descritto in questo documento, è stata la necessità di costruire un sistema di sensori passivi compatto ed economico che garantisca le prestazioni sufficienti a localizzare, a distanze dell'ordine di 50-100m massimo, una sorgente di rumore acustico subacqueo ad **alta frequenza e banda larga** e che riesca, inoltre, a cancellare o minimizzare le possibili interferenze note provenienti da altre direzioni. Tali interferenze possono essere dovute alla presenza di macchinari subacquei, che possono intenzionalmente essere azionati dalla Centrale Operativa di superficie che li gestisce.

Il numero di unità compatte necessarie a scansionare un'area prefissata dipenderà dalla capacità di rivelazione in distanza della singola unità di sensori e dalla sua capacità direzionale. Maggiori sono il guadagno e la capacità di discriminazione angolare del sensore rispetto al rumore, più facilmente si riuscirà a discriminare la sorgente e maggiore sarà la capacità di localizzazione in distanza del sistema.

Quindi due parametri funzionali importanti dei quali si dovrà tenere conto durante il progetto del sensore acustico saranno:

- Guadagno in rumore isotropico;
- Capacità di risoluzione angolare.

## 1.2 Specifiche di funzionamento

Nella Tab 1.1 sono presentati i parametri di progetto iniziali per il sensore acustico:

Tabella 1.1: Specifiche iniziali di progetto

<b>Parametri ambientali</b>	
Profondità di esercizio	max 1000 [m]
Temperatura di esercizio	-5/+30 [°C]
<b>Segnale acustico di interesse</b>	
Tipo	Rumore Gaussiano Bianco
Banda di ricezione	20 - 90 [kHz]
Banda utile	40 [kHz]
Livello spettrale	60 - 80 [dB re uPa/Hz]
<b>Rumore ambientale ed interferente</b>	
Ambiente	50 [dB re uPa/Hz]
Interferente	+10dB vs Ambiente
<b>Angolo di Risoluzione e Guadagno desiderati</b>	
Azimuth	10° max
Elevazione	30° max
Guadagno antenna	min 6 dB

Il sistema dovrà lavorare in zona di alto fondale (*deep-water*), a frequenze per le quali lo spettro del rumore ambientale è dominato sia dallo stato della superficie (onde, pioggia) (Spettro di Knudsen) sia, in parte, dal rumore termico originato dal moto delle molecole del mare. Il livello di rumore sperimentato in queste condizioni è di circa 50 [dB re uPa/Hz] vedi [2 3]. Per garantire una soddisfacente accuratezza nella stima della direzione di arrivo del segnale (DoA), si impone che l'angolo di risoluzione del sensore sia di massimo 10 gradi in azimuth e massimo 30 gradi in elevazione, inoltre si impone un guadagno per l'antenna di minimo 6dB.

### 1.3 Sistemi convenzionali

Generalmente i sistemi ad alta risoluzione raggiungono ottime performance grazie all'utilizzo di un elevato numero di sensori che vengono posizionati ad una distanza l'uno dall'altro minore o uguale a  $\lambda/2$ , dove con  $\lambda$  abbiamo indicato la minima lunghezza d'onda del segnale di interesse vedi Figura 1.1.

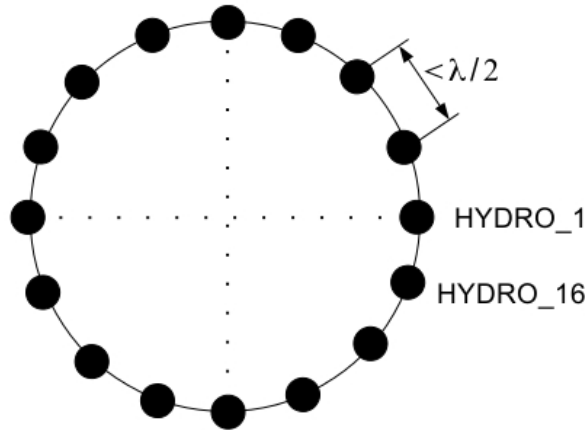


Figura 1.1: Array denso o convenzionale

La configurazione di array sopra descritta, che viene definita *convenzionale* o *densa*, necessita tuttavia di un set di hardware dedicato per ciascun elemento di antenna che comprende varie componenti tra le quali: il trasduttore, filtri analogici, amplificatori, A/D converter, componenti digitali e altri circuiti specifici dipendenti dalla funzione svolta dall'array. La costruzione del ricevitore risulta così molto onerosa, e il costo è legato in maniera direttamente proporzionale al numero di sensori impiegati. Inoltre, al crescere del numero di sensori, aumenta anche la mole di dati che devono essere analizzati e immagazzinati. Al fine di costruire un sistema poco costoso è necessario quindi ridurre il numero di canali del sistema.

Una delle caratteristiche principali di un'antenna è l'angolo di risoluzione il quale è legato in maniera inversamente proporzionale alla dimensione dell'antenna e alla frequenza di funzionamento. Al fine di ottenere un miglioramento della risoluzione angolare si potrebbe pensare di incrementare lo spazio tra gli elementi in modo da aumentare la dimensione complessiva dell'array. Tuttavia questo accorgimento porta a dei notevoli problemi, in-

fatti nel diagramma di irradiazione dell'antenna cominciano a formarsi delle risposte spurie chiamate *grating lobes* che non sono altro che delle copie del lobo principale di antenna posizionate ad angoli indesiderati.

I *grating lobes* si formano in particolari condizioni, dipendenti dalla forma geometrica dell'array, ma in generale possiamo affermare che occorrono quando la differenza di fase tra gli elementi di antenna vicini è più grande di  $\pm\pi$  o quando lo spazio inter-elemento è maggiore di  $\lambda/2$  [4]. La presenza di *grating lobes* introduce una notevole ed indesiderata ambiguità nella stima della direzione di arrivo del segnale e per questo motivo si è soliti mantenere lo spazio inter-elemento minore di  $\lambda/2$ .

## 1.4 Sistemi sparsi

Come discusso nel paragrafo precedente, il costo totale del sistema può essere minimizzato riducendo il numero di elementi dell'array (idrofoni nel nostro caso). Negli array sparsi la distanza tra gli idrofoni è mantenuta molto maggiore della lunghezza d'onda, si veda la Figura 1.2 e la si confronti con la Figura 1.1.

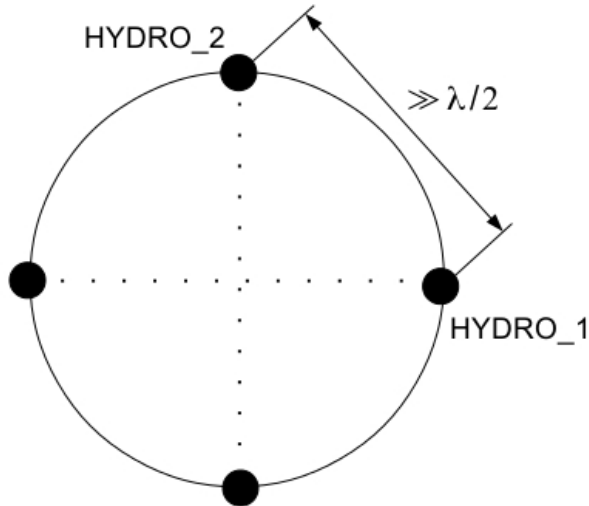


Figura 1.2: Array sparso

Gli *sparse array* sono stati oggetto di notevole attenzione negli ultimi anni proprio per il loro vantaggio dal punto di vista economico.

Una tecnica utilizzata per rendere sparso un array convenzionale è chiamata *array thinning*. A partire da un array convenzionale dotato di un gran



numero di sensori vengono disabilitati determinati elementi e si mantengono accesi tutti gli altri. Gli elementi di antenna spenti o accesi sono selezionati in base vari criteri quali il livello dei lobi laterali desiderato, la minimizzazione dei grating lobes ecc. Il *thinned array* generato riduce drasticamente i requisiti di potenza di calcolo necessari, ma poichè non influisce sul numero totale di canali presenti, mantiene il costo del sistema comunque alto [5].

Un'altro vantaggio degli array sparsi nei confronti degli array convenzionali è la **migliore risoluzione angolare a parità di numero di sensori impiegati e frequenza di utilizzo**.

Con l'aumento dello spazio tra i sensori si ottiene per contro la formazione di grating lobes. Il problema può essere risolto lavorando con un segnale a **banda larga**, quale è il segnale di nostro interesse. Infatti, anche se le singole frequenze che compongono il segnale generano grating lobes, questi vengono cancellati grazie all'algoritmo di elaborazione dei segnali che effettua una media su tutta la banda.

## 1.5 Cancellazione interferenze

Il sistema oggetto dello studio, oltre a localizzare il segnale di interesse, ha il compito di cancellare in maniera semi-automatica le interferenze note presenti nell'area da analizzare. A tal proposito, come verrà spiegato nel corso di questo documento, è possibile attivare una specifica modalità software che consente attraverso un'analisi statistica dell'ambiente circostante l'esclusione degli allarmi dovuti alle interferenze.

## 1.6 Soluzione proposta

Dopo diverse considerazioni di carattere economico e funzionale si è deciso di adottare come sistema finale un beamformer basato su un array circolare sparso non simmetrico. La scelta dell'array a geometria circolare è dovuta alla sua intrinseca capacità di scansionare l'intero azimuth mantenendo le caratteristiche del lobo principale di antenna pressochè costanti.

Il sistema progettato sarà composto principalmente da due parti: una componente hardware/software subacquea e una componente puramente software collocata a terra Figura 1.3.

La parte subacquea è costituita da:

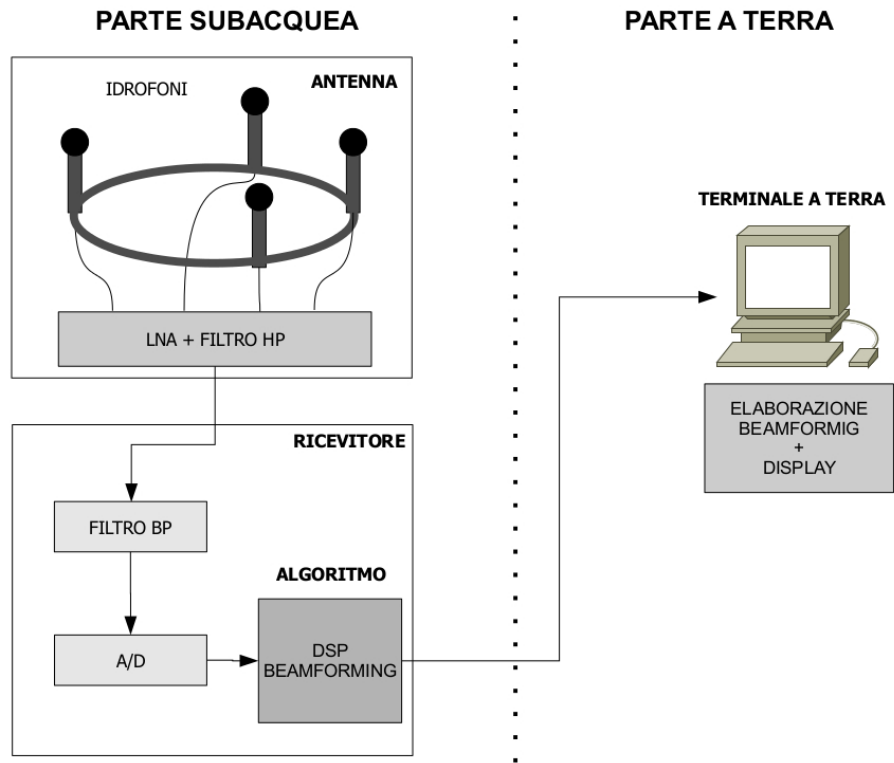


Figura 1.3: Schema generale del progetto

- Un array di 4 idrofoni di diametro 20cm, il cui compito è quello di ricevere il segnale acustico e trasformarlo in un segnale elettrico. Questo array deve essere capace di acquisire un segnale di banda 40 kHz nella banda 20kHz-90kHz;
- Schede elettroniche per il condizionamento dei segnali, che hanno il compito di filtrare e digitalizzare il segnale proveniente dagli idrofoni;
- DSP per il calcolo del beamforming;
- Interfaccia con la parte a terra.

La parte a terra ha il compito di elaborare in maniera intelligente le tracce di beamforming ricevute dalla parte subacquea.

I capitoli successivi approfondiscono le componenti del sistema e descrivono le scelte che hanno portato a simulare, costruire e sperimentare il sistema finale.

## Capitolo 2

# Sistema ricevente a banda larga ad $n$ elementi

Riportiamo in questo capitolo alcune considerazioni teoriche generali riguardanti un sistema direttivo ad  $n$  elementi nel caso in cui il segnale ricevuto sia a banda larga.

### 2.1 Definizioni utili

Un segnale a banda larga è quello contenuto in una banda di frequenze  $W$ , centrata attorno ad una frequenza centrale  $f_0$  tale che il rapporto  $f_0/W$  varia tra circa 1 e 3. La Figura 2.1 mostra lo spettro ideale di tre diverse tipologie di segnale: il primo è un segnale monocromatico, il secondo è un segnale caratterizzato da una banda piccola se confrontata con la frequenza portante (narrowband) e il terzo rappresenta un segnale a banda larga (broadband).

### 2.2 Principio base di funzionamento

Mostriamo in questo paragrafo il principio base di funzionamento della stima della direzione di arrivo del segnale e delle proprietà dell'antenna facendo riferimento al caso di due soli idrofoni sparsi e con segnale a banda larga.

Si considerino due idrofoni posti alla distanza  $L$  che ricevono un segnale proveniente dalla direzione  $\theta$  vedi Figura 2.2. Il segnale ricevuto dall'idrofo-

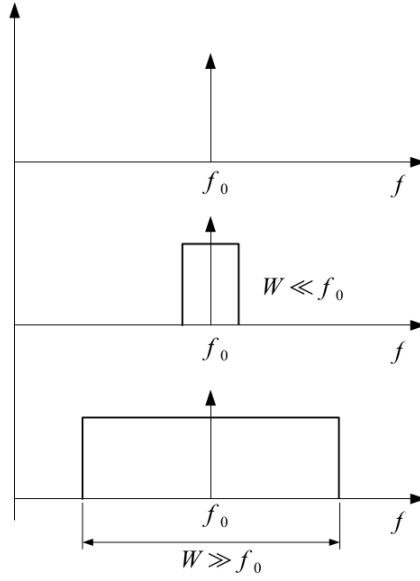


Figura 2.1: a) segnale monocromatico b) segnale narrowband 3) segnale broadband

no 1 sperimenterà un ritardo rispetto al segnale ricevuto dall'idrofono 2 pari a  $\frac{L}{c} \cdot \cos(\theta)$  corrispondente al tempo impiegato a percorrere il tratto A—B.

Poichè la distanza tra gli idrofoni e la velocità del suono in acqua sono parametri noti, dalla conoscenza del ritardo posso risalire al valore dell'angolo di arrivo  $\theta$ .

La sensibilità per una piccola variazione  $d\theta$  per questa misura è pari a:

$$\frac{d}{d\theta} \frac{L}{c} \cos(\theta) d\theta = \frac{L}{c} \sin(\theta) d\theta$$

La corrispondente misura di ritardo minima misurabile è data da  $1/W$ . sia considerando di correlare i due sensori per misurare il ritardo sia che si operi una misura diretta ad esempio tra i due impulsi brevi di durata  $1/W$  ricevuti da 1 e 2. Risulterà pertanto:

$$d\theta = \frac{c}{W} \cdot \frac{1}{L \cdot \sin(\theta)}$$

La sensibilità è tanto maggiore quanto più piccolo è  $d\theta$ .

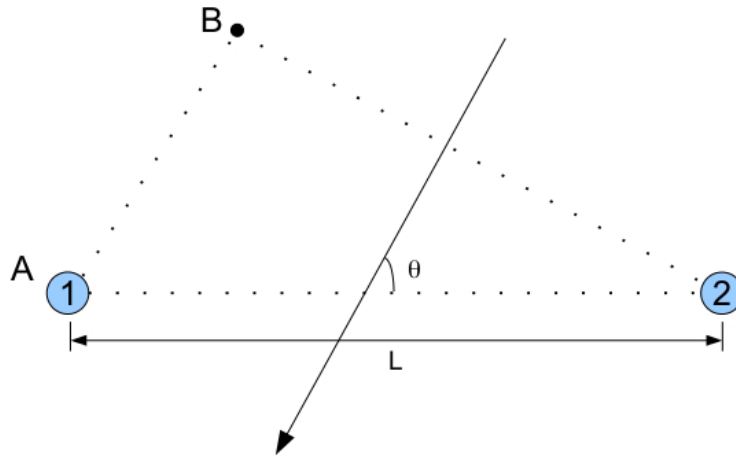


Figura 2.2: Principio di funzionamento con due idrofoni

## 2.3 Analisi del sistema direttivo a banda larga

Facendo riferimento a [6] descriviamo in questo paragrafo l'analisi del sistema a banda larga basato sullo schema di Figura 2.3.

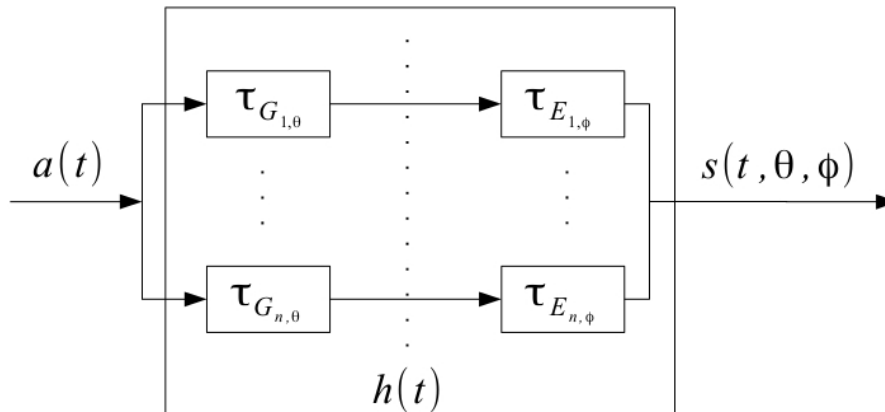


Figura 2.3: Schema ritardi geometrici e ritardi elettronici

Il segnale  $a(t)$ , che incide sugli  $n$  sensori con angolo incognito  $\theta$ , viene ricevuto con un ritardo geometrico  $\tau_G$  specifico per ciascun sensore. L'angolo di ricerca  $\phi$  del sistema ha il compito di compensare i ritardi geometrici attraverso l'impiego di opportuni ritardi generati elettronicamente  $\tau_E$ .

Essendo l'insieme di Figura 2.3 un sistema lineare, questo può rappre-

sentarsi mediante la sua risposta impulsiva (2.1):

$$h(t, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^n \delta(t - \tau_{G_{i,\theta}} - \tau_{E_{i,\phi}}) \quad (2.1)$$

Applicando la trasformata di Fourier alla risposta impulsiva passiamo nel dominio della frequenza ed otteniamo la funzione di trasferimento del sistema (2.2):

$$H(\omega, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^n e^{j\omega(\tau_{G_{i,\theta}} + \tau_{E_{i,\phi}})} \quad (2.2)$$

L'uscita del sistema  $s(t, \theta, \phi)$  è il risultato della convoluzione tra il segnale in ingresso  $a(t)$  e la risposta impulsiva  $h(t)$  del sistema. Effettuando la convoluzione si ottiene:

$$s(t, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^n a(t - \tau_{G_{i,\theta}} - \tau_{E_{i,\phi}}) \quad (2.3)$$

Sapendo che il segnale di ingresso  $a(t)$  è un processo aleatorio di rumore, le cui caratteristiche sono state descritte nel capitolo introduttivo, possiamo calcolare, in funzione di dell'angolo di ricerca, la potenza in uscita al sistema per un determinato valore di  $\theta$ . Tale funzione la chiamiamo **funzione di direttività** e la indichiamo con  $U_\theta(\phi)$ .

Grazie al Teorema di Parseval è possibile mostrare che il calcolo della potenza e conseguentemente della funzione di direttività può essere effettuato sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza come:

$$U_\theta(\phi) = \int |s(t, \theta, \phi)|^2 dt = \int |S(\omega, \theta, \phi)|^2 d\omega \quad (2.4)$$

Operando nel dominio del tempo otteniamo:

$$\begin{aligned}
 U_\theta(\phi) &= \int |s(t, \theta, \phi)|^2 dt = \int \left| \int a(t - \tau) \cdot h(\tau, \theta, \phi) d\tau \right|^2 dt \\
 &= \int \left| \sum_{i=1}^n \int a(t - \tau) \cdot \delta(\tau - \tau_{G_{i,\theta}} - \tau_{E_{i,\phi}}) d\tau \right|^2 dt \\
 &= \int \left| \sum_{i=1}^n a(t - \tau_{G_{i,\theta}} - \tau_{E_{i,\phi}}) \right|^2 dt \\
 &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \int a(t - \tau_{G_{i,\theta}} - \tau_{E_{i,\phi}}) \cdot a^*(t - \tau_{G_{j,\theta}} - \tau_{E_{j,\phi}}) dt \\
 &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n C_{aa}(\Delta_{i,j})
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Dove abbiamo indicato con  $C_{aa}$  la funzione di autocorrelazione del segnale  $a(t)$  e  $\Delta_{i,j} = (\tau_{G_{i,\theta}} - \tau_{G_{j,\theta}}) + (\tau_{E_{i,\phi}} - \tau_{E_{j,\phi}})$

Nell'ipotesi fatta sul segnale  $a(t)$  con spettro di potenza rettangolare in  $W$  centrato in  $f_0$ ,  $C_{aa}$  assume la forma:

$$C_{aa}(\tau) = \frac{\sin(\pi W \tau)}{\pi W \tau} \cdot e^{j2\pi f_0 \tau} \tag{2.6}$$

Per ogni valore dell'angolo di arrivo  $\theta$  esiste una distribuzione specifica dei ritardi  $\Delta_{i,j}$ . Questa gode della proprietà di essere simmetrica attorno allo zero poichè  $\Delta_{i,j} = -\Delta_{j,i}$ . Quando  $\theta \neq \phi$  la dinamica della distribuzione dei valori di  $\Delta_{i,j}$  è limitata da un valore massimo  $\Delta_{\max}$  che dipende dalla massima dimensione geometrica della struttura ricevente.

Se si pensa ora di calcolare la (2.5) possiamo osservare che:

- Per  $\theta = \phi$  risulta  $\Delta_{i,j} = 0$  per tutte le coppie  $(i,j)$ , infatti quando l'angolo di ricerca si trova ad essere uguale all'angolo di arrivo i ritardi elettronici impiegati fanno sì che i segnali giunti ai diversi idrofoni risultino tutti fasati e quindi risultino arrivare tutti nello stesso istante:

$$U_\theta(\phi = \theta) = n^2 \cdot C_{aa}(0) \tag{2.7}$$

- Per  $\theta \neq \phi$  e per  $i = j$  risulta  $\Delta_{i,j} = 0$ . Quindi si hanno ancora  $n$  termini di ampiezza  $C_{aa}(0)$ .

Tenendo poi presente che  $C_{aa}(\Delta_{i,j}) = C_{aa}^*(\Delta_{j,i})$  possiamo scrivere la formula finale:

$$U_\theta(\phi) = 2 \cdot \sum_{i=1}^n \sum_{j=i+1}^n \text{Re}(C_{aa}(\Delta_{i,j})) + n \cdot C_{aa}(0) \quad (2.8)$$

la formula (2.8) è rappresentata in figura Figura 2.4 dove sono mostrati solo i valori per angoli positivi essendo la funzione simmetrica attorno allo zero. La larghezza del lobo principale solitamente misurato a -3dB dipende dalla distribuzione spaziale dei sensori e conseguentemente dai valori di  $\Delta_{i,j}$ .

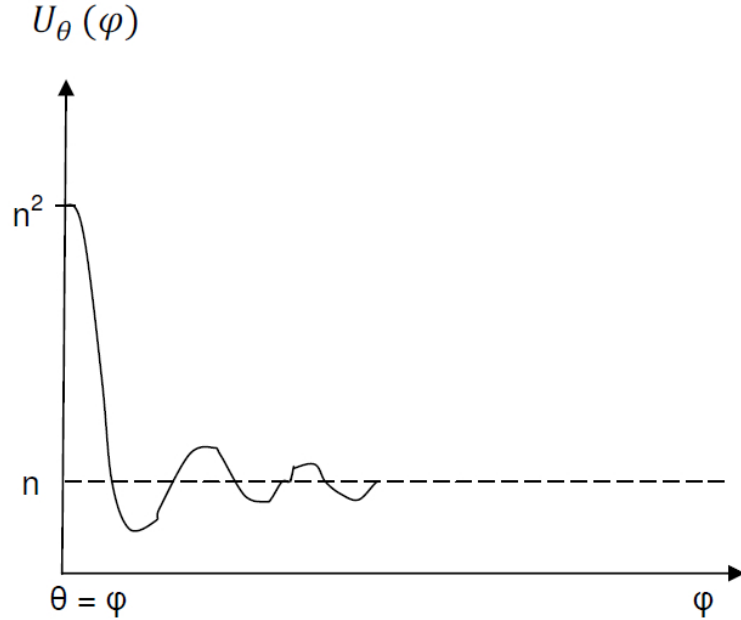


Figura 2.4: funzione direttività

Si noti dalla formula (2.5) che  $U_\theta(\phi)$ , ottenuta ritardando attraverso ritardi elettronici i segnali degli idrofoni come da **Beamforming Classico**, può essere ottenuta sommando le funzioni di correlazione incrociate tra i sensori come da **Processo Moltiplicativo**, dimostrando l'equivalenza tra i due metodi.

La funzione di direttività si può ottenere anche operando nel **dominio**



della frequenza:

$$\begin{aligned}
 U_\theta(\phi) &= \int |S(\omega, \theta, \phi)|^2 d\omega \\
 &= \int |A(\omega)H(\omega, \theta, \phi)|^2 d\omega \\
 &= \int \left| \sum_{i=1}^n A(\omega) e^{j\omega\tau_{G_i, \theta}} e^{j\omega\tau_{E_i, \phi}} \right|^2 d\omega
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

La formula (2.9) descrive il processo di beamforming nel dominio della frequenza, che sarà la scelta adottata per il progetto descritto in questo documento.

Il termine  $A(\omega)e^{j\omega\tau_{G_i, \theta}}$  corrisponde alla trasformata di Fourier del segnale ricevuto da ciascun idrofono, dove l'esponenziale tiene conto del ritardo temporale geometrico nel dominio della frequenza. Il secondo termine  $e^{j\omega\tau_{E_i, \phi}}$  rappresenta l'esponenziale della compensazione dei ritardi per ogni valore di ricerca di  $\phi$ .

### *2.3. ANALISI DEL SISTEMA DIRETTIVO A BANDA LARGA*

---

## Capitolo 3

# Antenna adottata e ritardi geometrici

Analizziamo in questo capitolo le caratteristiche della configurazione di antenna scelta per questo progetto: l'Array Circolare Sparso.

### 3.1 Introduzione

Il diagramma di irradiazione di un'antenna a singolo elemento è generalmente ampio e fornisce un basso livello di direttività e risoluzione angolare. Un caso limite è rappresentato da un'antenna singola omnidirezionale che presenta un diagramma di irradiazione pressochè costante sia in azimuth che in elevazione (assenza di direzionalità).

In molte applicazioni, tra le quali quella che stiamo considerando, si ha tuttavia la necessità di progettare un sistema d'antenna molto direttivo, con un lobo principale molto stretto e lobi laterali il più possibile ininfluenti. Per soddisfare questi requisiti possiamo utilizzare una configurazione ad array che garantisce:

1. Possibilità di raggiungere un elevato guadagno utilizzando semplici elementi di antenna;
2. Guadagni selettivi in direzione, caratteristica molto utile in ambienti multipath;
3. Possibilità di direzionare elettronicamente il fascio di irradiazione (phased array o scanning antenna);

4. Possibilità di impiego di algoritmi di elaborazione dei segnali specifici per array di sensori.

L'array circolare, per il quale gli elementi sono posizionati lungo una circonferenza, è una configurazione di notevole interesse pratico. Nel corso degli anni questo tipo di array è stato utilizzato in diverse applicazioni quali la navigazione aerea e spaziale, in sismologia, nei radar e nei sonar e più di recente è stato proposto per le comunicazioni wireless.

La principale caratteristica, per il quale **l'array circolare è stato scelto come base del progetto**, è la possibilità di direzionare elettronicamente il fascio dell'antenna arbitrariamente verso tutti i 360 gradi di azimuth con piccolissime variazioni di larghezza del lobo principale di antenna e del livello dei lobi laterali, ciò grazie al fatto che nella configurazione circolare l'“apertura d'antenna” è costante con l'azimuth.

Durante gli studi abbiamo simulato un array circolare di raggio 0.6m e 0.1m e sperimentato con raggi 0.8m, 0.6m e 0.1m.

## 3.2 Elemento d'antenna

Un requisito che deve soddisfare l'elemento di antenna è quello di avere il diametro della testa acustica inferiore alla lunghezza d'onda media nella banda. In questo modo si scongiurano possibili problemi che influiscono il “segno” dei segnali ricevuti dagli idrofoni.

A seguito degli esperimenti effettuati si è deciso di adottare come elemento di antenna l'idrofono mod.GP0190 prodotto dall'azienda CO.L.MAR di La Spezia (Figura 3.1). Questo idrofono è costituito da un elemento sensibile sferico omnidirezionale e da un Ultra Low Noise Amplifier (ULNA) che ha il compito di amplificare e selezionare in frequenza il segnale ricevuto (Figura 3.1).

In Figura 3.2 è riportata la risposta dell'idrofono in funzione della frequenza.

## 3.3 Struttura dell'array e ritardi geometrici

L'array adottato in questo progetto è composto da **quattro** idrofoni GP190 disposti su di una base circolare di **raggio 10cm**. La distanza tra i sensori risulta così essere molto maggiore della lunghezza d'onda di interesse



Figura 3.1: Idrofono mod.GP0190

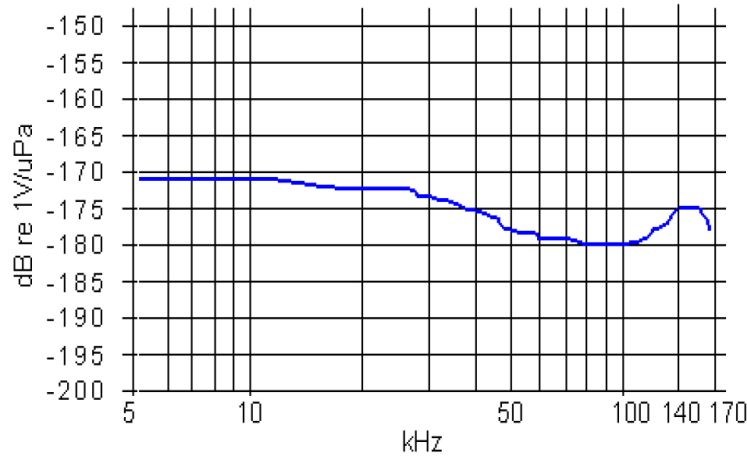


Figura 3.2: Risposta idrofono mod.GP0190

(**sparse array**), inoltre, dato che il segnale di interesse ha una banda  $W = 40$  kHz, la dimensione dell'antenna risulta essere anche maggiore della **distanza di correlazione del rumore**  $c/W$  infatti  $c/W = 2.1$  cm.

Nel Capitolo 2 sono stati formulati due procedimenti equivalenti per la trattazione del segnale ricevuto dall'array:

1. Il *processo moltiplicativo*, il quale necessita del calcolo, per ciascun valore dell'angolo di ricerca  $\phi$ , di  $\frac{n \cdot (n-1)}{2}$  correlazioni incrociate e dell'integrazione e la somma dei risultati ottenuti. Nel nostro caso le correlazioni si riferiscono alle coppie di idrofoni 1-2, 1-3, 1-4, 2-3, 2-4 e 3-4. Quando l'angolo di ricerca si trova ed essere uguale all'angolo di arrivo del segnale si verifica un massimo nella funzione di direttività. Poichè questo algoritmo richiede un maggior tempo di calcolo rispetto

### 3.3. STRUTTURA DELL'ARRAY E RITARDI GEOMETRICI

al beamforming classico non verrà preso in considerazione.

2. Il *beamforming classico delay and sum*, consiste nella somma dei 4 segnali ricevuti dagli idrofoni opportunamente ritardati nel dominio della frequenza e del successivo calcolo della potenza di uscita per ciascun valore dell'angolo di ricerca  $\phi$ .

Il beamforming classico si basa sulla compensazione dei ritardi derivanti dalla geometria dell'antenna i quali possono essere calcolati facendo riferimento alla Figura 3.3:

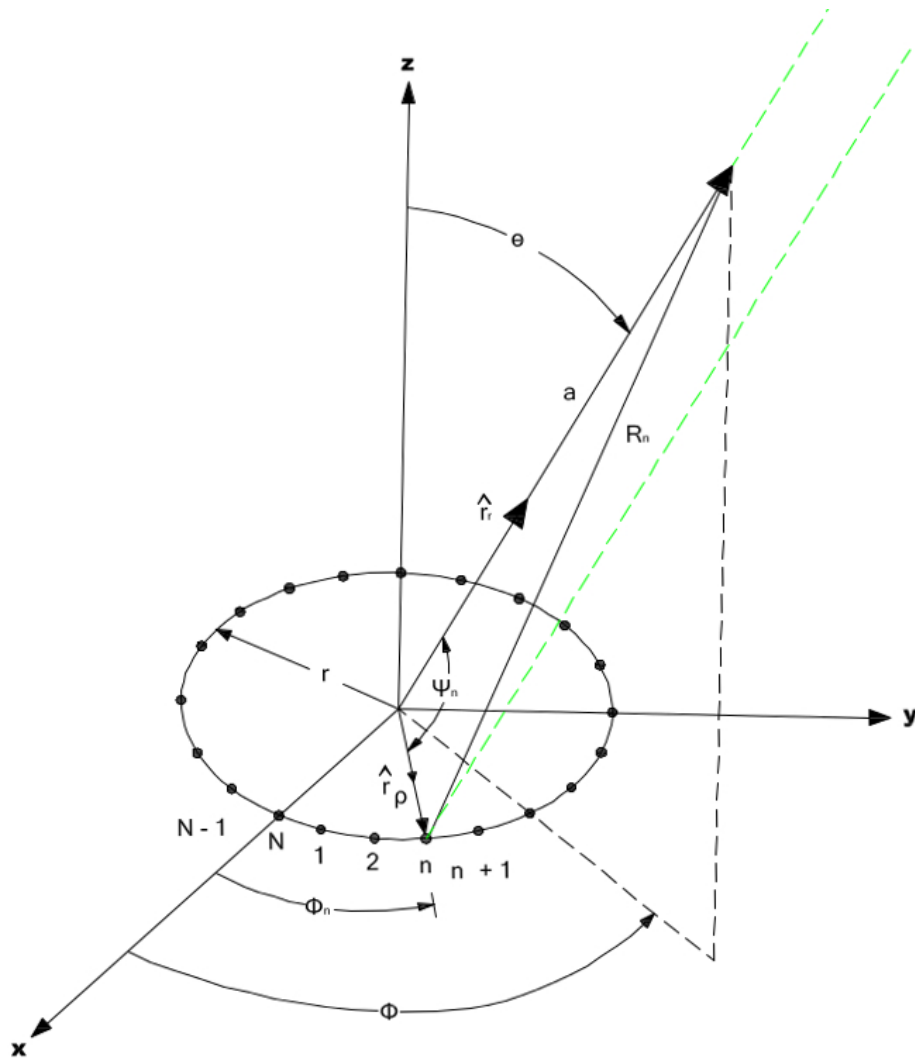


Figura 3.3: Array Circolare Uniforme a M elementi

### 3.3. STRUTTURA DELL'ARRAY E RITARDI GEOMETRICI

---

a questo proposito si definiscono i seguenti parametri:

- $c$ , velocità del suono nel mezzo;
- $r$ , raggio dell'array;
- $f$ , frequenza monocromatica di interesse;
- $\lambda = \frac{c}{f}$ , lunghezza d'onda;
- $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , numero d'onda;
- $R_n$ , distanza dell' $n$ -esimo elemento da un punto di osservazione o dalla sorgente;
- $a$ , distanza del centro dell'array dal punto di osservazione;
- $\gamma_n$ , posizione angolare dell' $n$ -esimo elemento dell'array;
- $N$ , numero totale di elementi dell'array;
- $\phi$ , angolo di azimuth;
- $\theta$ , angolo di elevazione.

Calcoliamo la distanza  $R_n$  relativa all' $n$ -esimo idrofono:

$$R_n = \sqrt{(r^2 + a^2 - 2arcos\psi_n)} \quad (3.1)$$

che per  $a \gg r$ , condizione per la quale i raggi  $a$  e  $R_n$  possono essere considerati paralleli, si riduce a:

$$R_n \approx a - r \cos\psi_n = a - r (\hat{r}_\rho \cdot \hat{r}_r) = a - r \sin(\theta) \cos(\phi - \gamma_n) \quad (3.2)$$

Dove ho espresso

$$\begin{aligned} \hat{r}_\rho \cdot \hat{r}_r &= (\hat{r}_x \cos(\gamma_n) + \hat{r}_y \sin(\gamma_n)) \cdot (\hat{r}_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \hat{r}_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \hat{r}_z \cos(\theta)) \\ &= \sin(\theta) \cos(\phi - \gamma_n) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Il ritardo geometrico relativo all' $n$ -esimo idrofono rispetto al centro dell'array risulta quindi:

$$\tau_{G_n} = \frac{r}{c} \sin(\theta) \cos(\phi - \gamma_n) \quad (3.4)$$

### 3.4 Perturbazione della posizione degli idrofoni

Al fine di limitare in ampiezza i lobi laterali è possibile introdurre una perturbazione nel posizionamento degli idrofoni in modo da rendere l'array asimmetrico (Figura 3.4). In sostanza con questa configurazione le risposte spurie generate dalle coppie di idrofoni vengono a formarsi in corrispondenza di angoli non coincidenti, e di conseguenza la somma finale dei segnali risulterà attenuata. Una spiegazione empirica dell'utilità di questa modifica è mostrata nel Capitolo 6.

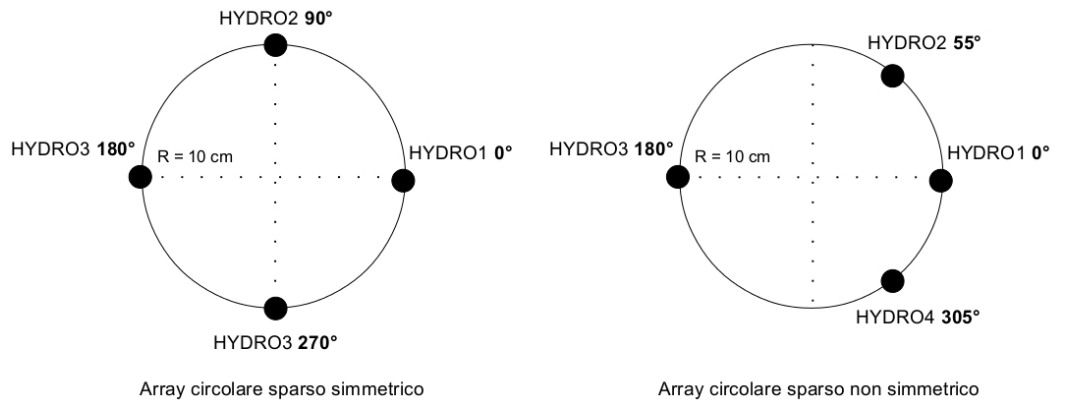


Figura 3.4: Array circolare sparso simmetrico e non simmetrico

A seguito dei risultati soddisfacenti ottenuti durante i test si è deciso di adottare questa configurazione come soluzione definitiva.

In seguito mostriamo alcune foto delle testate acustiche utilizzate durante le prove in vasca acustica (Figura 3.5) (Figura 3.6).



### 3.4. PERTURBAZIONE DELLA POSIZIONE DEGLI IDROFONI

---

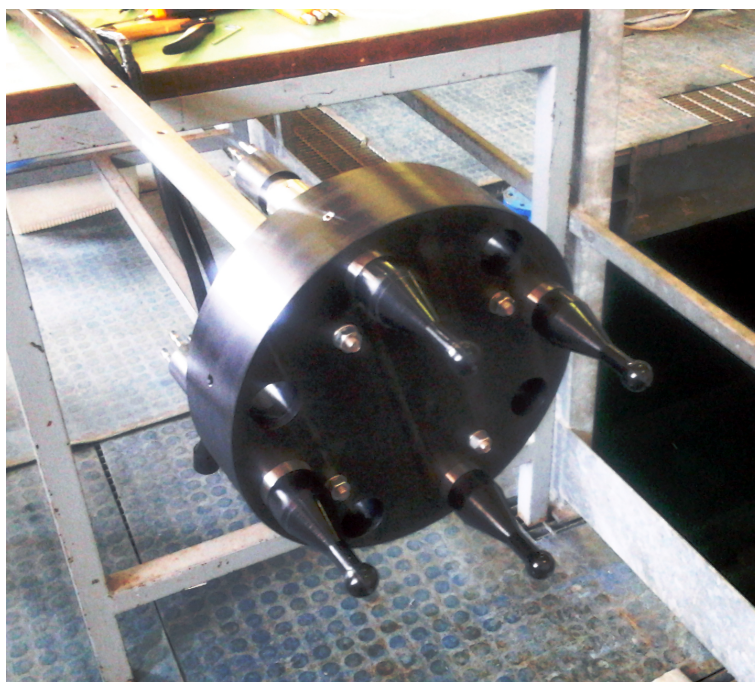


Figura 3.5: Array sparso simmetrico a 4 elementi



Figura 3.6: Array sparso non simmetrico a 4 elementi

#### *3.4. PERTURBAZIONE DELLA POSIZIONE DEGLI IDROFONI*

---

## Capitolo 4

# Ricevitore

Questo capitolo discute le diverse tipologie di ricevitore che sono state analizzate come supporto al sistema di beamforming.

### 4.1 Introduzione

I principali requisiti che devono essere soddisfatti dal ricevitore sono:

- Il ricevitore deve essere in grado di gestire 4 canali;
- Deve gestire una banda passante di 40kHz;
- Deve avere una risoluzione spettrale di almeno 20Hz;
- Il sistema dovrà essere il più scalabile possibile;
- Il sistema dovrà essere il più compatto possibile.

Nel corso degli studi in CO.L.MAR. sono state prese in considerazione tre diverse strategie di ricezione dei segnali, che saranno analizzate in dettaglio nei paragrafi successivi:

1. Demodulazione analogica in banda base in fase e quadratura, dei segnali ricevuti dagli idrofoni e successivo campionamento a 96kHz;
2. Campionamento a 192kHz dei segnali e demodulazione digitale in banda base in fase e quadratura (Digital Down Conversion);
3. Campionamento diretto a 192kHz dei segnali ricevuti dagli idrofoni.

## 4.2. RICEVITORE A DEMODULAZIONE ANALOGICA

Per le sperimentazioni è stata utilizzata la scheda audio multicanale MOTU mod.828MK3 Figura 4.1. Questa scheda, dotata di numerosi I/O analogici e digitali, consente l'acquisizione diretta e il campionamento dei segnali provenienti dagli idrofoni. Attraverso il software di gestione della scheda audio è inoltre possibile variare la frequenza di campionamento scegliendo tra 44.1, 48, 88.2, 96, 176.4 e 192kHz.



Figura 4.1: Scheda audio MOTU 828 MK3

Per salvare i segnali degli idrofoni su PC si è scelto di utilizzare il software di acquisizione Adobe Audition il quale gestisce perfettamente le schede multicanale.

Dopo queste premesse passiamo ad analizzare nel dettaglio le tipologie di ricevitore.

## 4.2 Ricevitore a demodulazione analogica

La prima soluzione analizzata è un ricevitore analogico che accetta in ingresso i segnali provenienti dai quattro idrofoni e restituisce in uscita le componenti in fase e quadratura di ciascun ingresso (8 canali in uscita) Figura 4.2 e Figura 4.3

Il ricevitore è costituito da quattro schede elettroniche per la demodulazione IQ dei segnali. Questi demodulatori, già disponibili in azienda, erano stati progettati per funzionare in modalità stand-alone come richiedevano le specifiche dei progetti precedenti, ciò ci ha costretto ad effettuare alcune modifiche al fine di farle cooperare al meglio in maniera sincrona. Le principali modifiche che abbiamo effettuato sui demodulatori sono state, l'eliminazione di uno stadio di amplificazione che causava distorsione nei segnali ricevuti, la sostituzione del filtro passa basso di uscita con un filtro analogi-

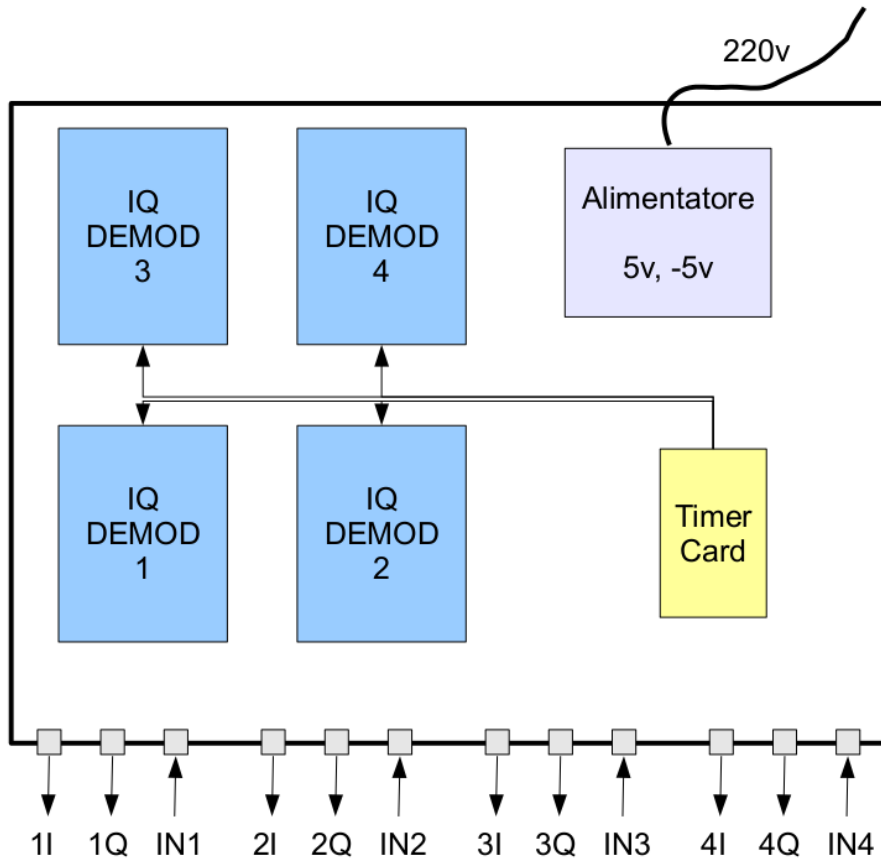


Figura 4.2: Schema a blocchi ricevitore costruito

co a nove poli con banda 20kHz e infine l'aggiunta di componenti ricevitori integrati LVDS per la ricezione sincrona dei segnali di clock provenienti dalla scheda di timer. A modifiche effettuate abbiamo testato il corretto funzionamento dei demodulatori attraverso l'oscilloscopio Figura 4.4.

All'interno dello chassis è presente anche la scheda elettronica (Timer Card) che ha il compito di generare e distribuire i segnali di clock utili per la demodulazione. Il cuore di tale scheda è costituito da un oscillatore al quarzo che genera un'onda quadra ad una frequenza estremamente stabile e molto più elevata della frequenza di interesse. Per ottenere le due onde ortogonali alla frequenza corretta abbiamo utilizzato alcuni flip flip D e J-K (prescaler). Una volta ottenuti i clock corretti li abbiamo inviati alle schede di demodulazione attraverso circuiti integrati LVDS i quali garantiscono un'ottima immunità verso le interferenze.

L'alimentazione del sistema è fornita da un alimentatore compatto che

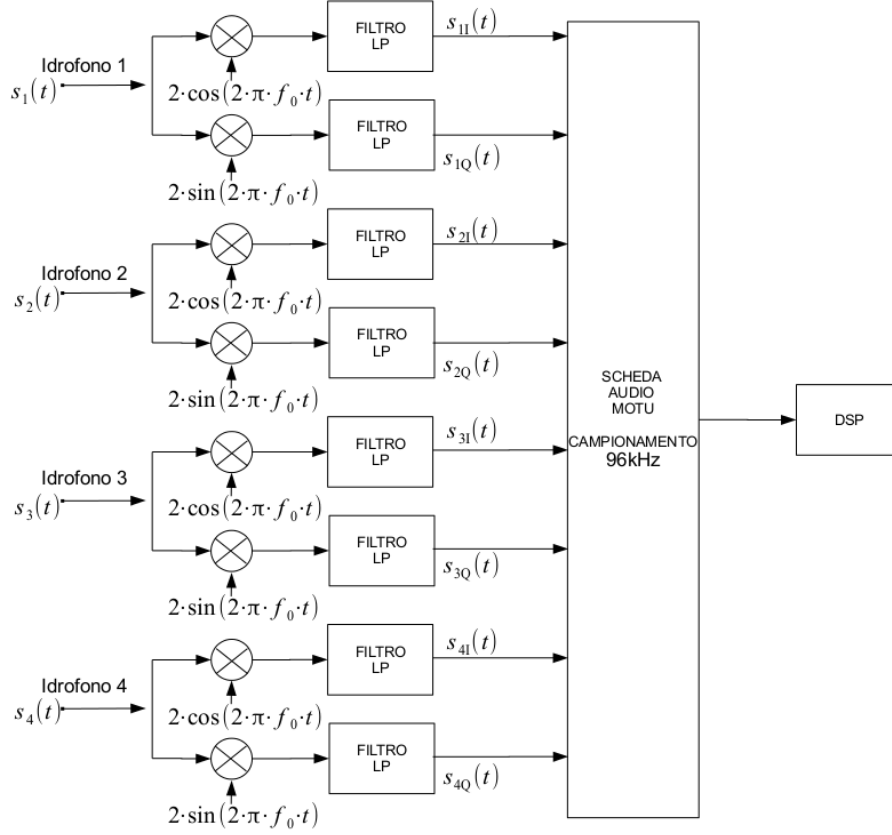


Figura 4.3: Ricevitore demodulatore analogico

fornisce in uscita +5v e -5v.

I segnali alle uscite dei demodulatori vengono poi inviati alla scheda MOTU per il campionamento a 96kHz.

In Figura 4.5 mostriamo il ricevitore sperimentale costruito.

### 4.3 Ricevitore a demodulazione digitale

Nel corso degli esperimenti si è cercato di capire se fosse conveniente demodulare il segnale in maniera digitale cioè fare una Digital Down Conversion (Figura 4.6).

Dalla figura, dopo i moltiplicatori, si ricavano i seguenti segnali:

$$s_{\Re}(nT_s) = s(nT_s) \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot nT_s) \quad (4.1)$$

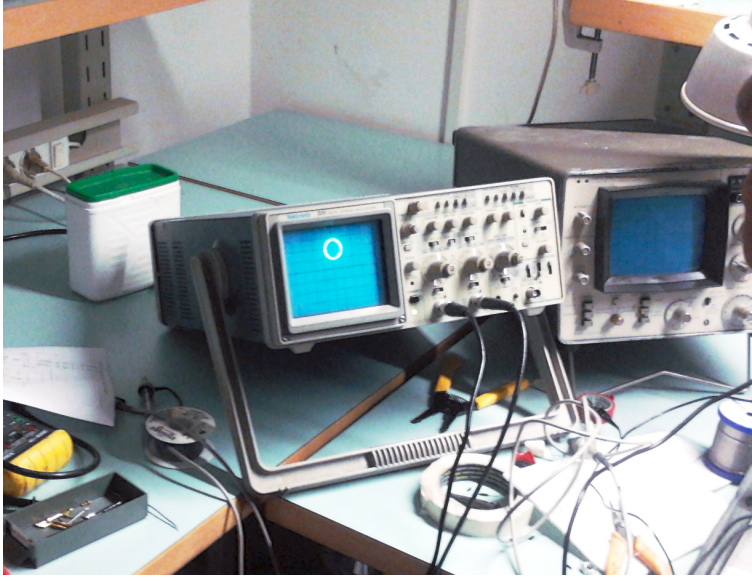


Figura 4.4: Oscilloscopio x-y plot

$$s_{\Im}(nT_s) = s(nT_s) \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot nT_s) \quad (4.2)$$

Vediamo adesso lo spettro ideale di un segnale reale analogico in banda passante in ingresso al DDC Figura 4.7 e la stessa dopo il demodulatore analogico Figura 4.8;

Se utilizziamo il Teorema del Campionamento per segnali passa basso dobbiamo scegliere una frequenza di campionamento tale che

$$f_s > 4f_0 + 2B \quad (4.3)$$

In Figura 4.9 è mostrato lo spettro del segnale passa-banda demodulato campionato.

Dopo il filtraggio passa basso ottengo lo spettro di Figura 4.10.

Dopo la decimazione di un fattore  $m \leq \text{int}(f_s/(2B))$  ottengo la situazione di Figura 4.11.

Notiamo tuttavia che dello spettro di  $S(f)$  devono essere conservate solamente le componenti in banda base, le componenti a  $2f_0$  possono anche essere affette da aliasing. Questo ci suggerisce un metodo per campionare in maniera più intelligente il segnale. Da queste considerazioni si capisce che possiamo campionare con una frequenza  $f_s \geq 2(f_0 + B)$ .



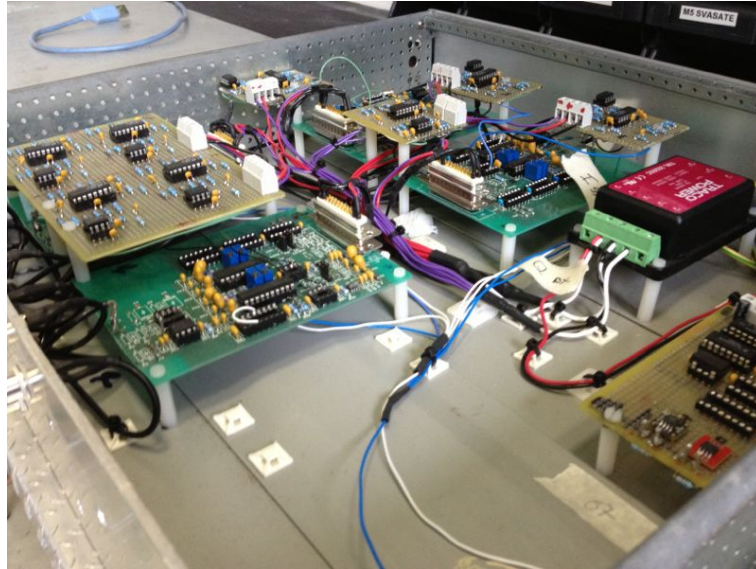


Figura 4.5: Ricevitore IQ sperimentale

C'è tuttavia un modo ancora più intelligente di campionare il segnale. Infatti se scelgo la frequenza di campionamento pari a  $f_s = 4 \cdot f_0$  che soddisfa  $< 4f_0 + 2B$  ho il notevole vantaggio che le funzioni seno e coseno per la demodulazione assumono solamente valori  $[0, 1, -1]$ .

#### 4.4 Ricevitore a campionamento diretto

Per ultimo riportiamo l'analisi del ricevitore a campionamento diretto. I segnali provenienti dai quattro idrofoni vengono filtrati nella banda di interesse e ricevuti dalla scheda MOTU che li campiona a 192kHz, una frequenza di campionamento sufficiente a garantire assenza di aliasing (Figura 4.12).

#### 4.5 Scelta del ricevitore

La scelta finale è ricaduta sul campionatore diretto il quale garantisce un processing dei dati quasi in real-time e al contempo la minimizzazione dell'hardware necessario per il sistema.



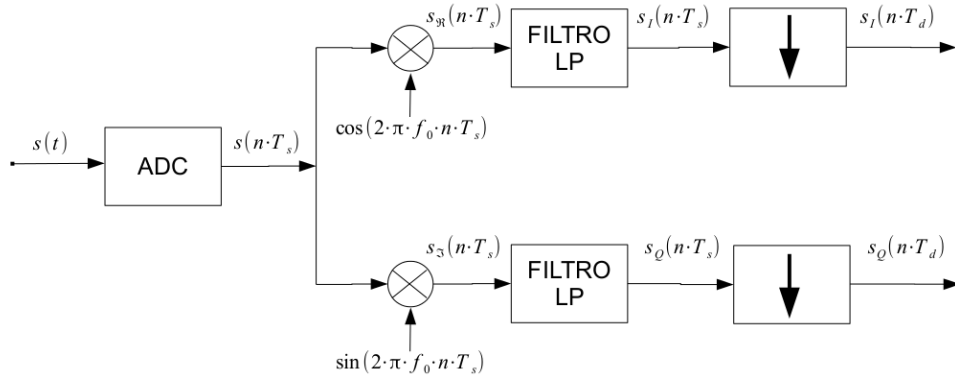


Figura 4.6: DIGITAL DOWN CONVERSION

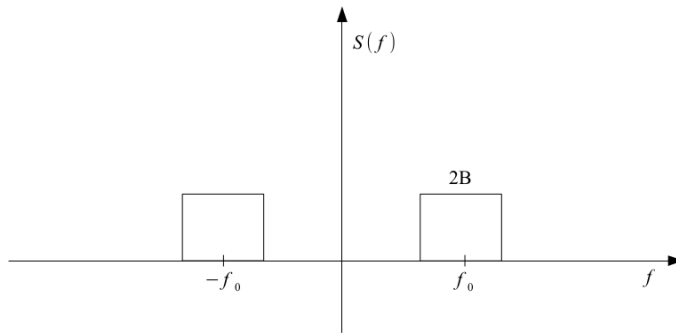


Figura 4.7: Risposta in frequenza segnale in banda passante

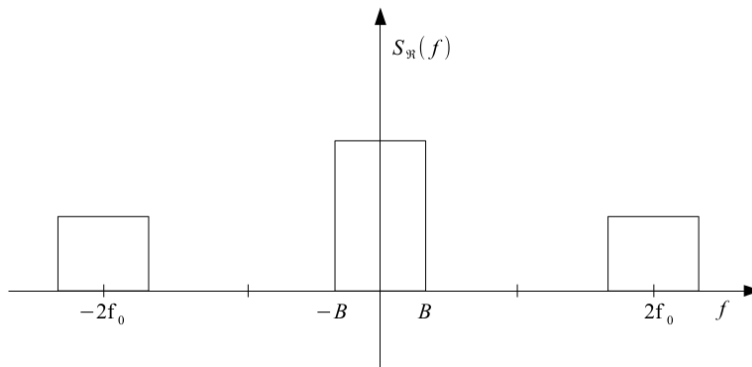


Figura 4.8: Risposta in frequenza segnale demod analog

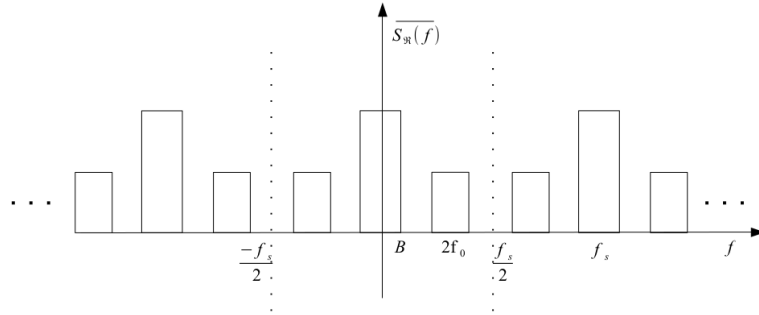


Figura 4.9: Risposta in frequenza segnale demodulato campionato

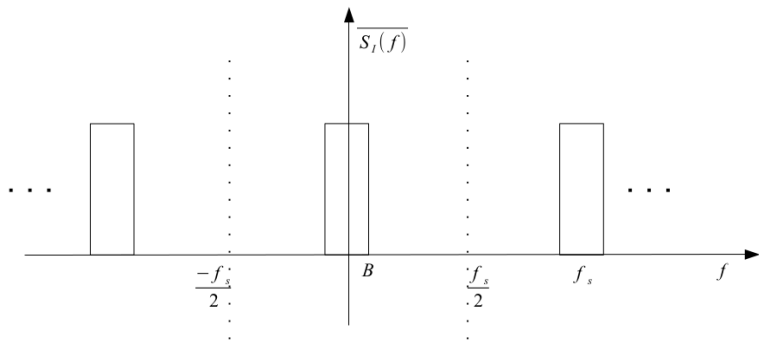


Figura 4.10: Risposta in frequenza segnale filtrato passa basso

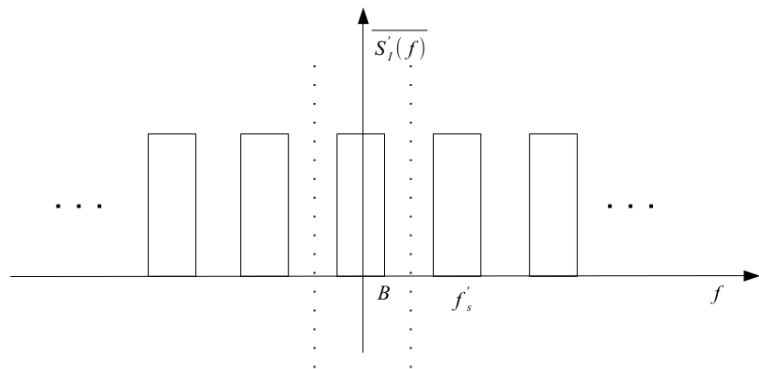


Figura 4.11: Risposta in frequenza segnale decimato

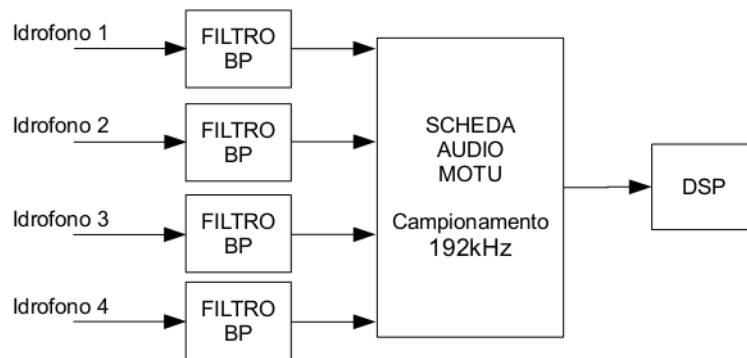


Figura 4.12: Campionamento diretto



## Capitolo 5

# Signal Processing

### 5.1 Soluzione adottata

La Figura 5.1 illustra le operazioni che deve effettuare il DSP secondo la relazione  $U_\theta(\phi) = \int \left| \sum_{i=1}^n A(\omega) e^{j\omega\tau_{G_{i,\theta}}} e^{j\omega\tau_{E_{i,\phi}}} \right|^2 d\omega$  calcolata nel Capitolo 2.

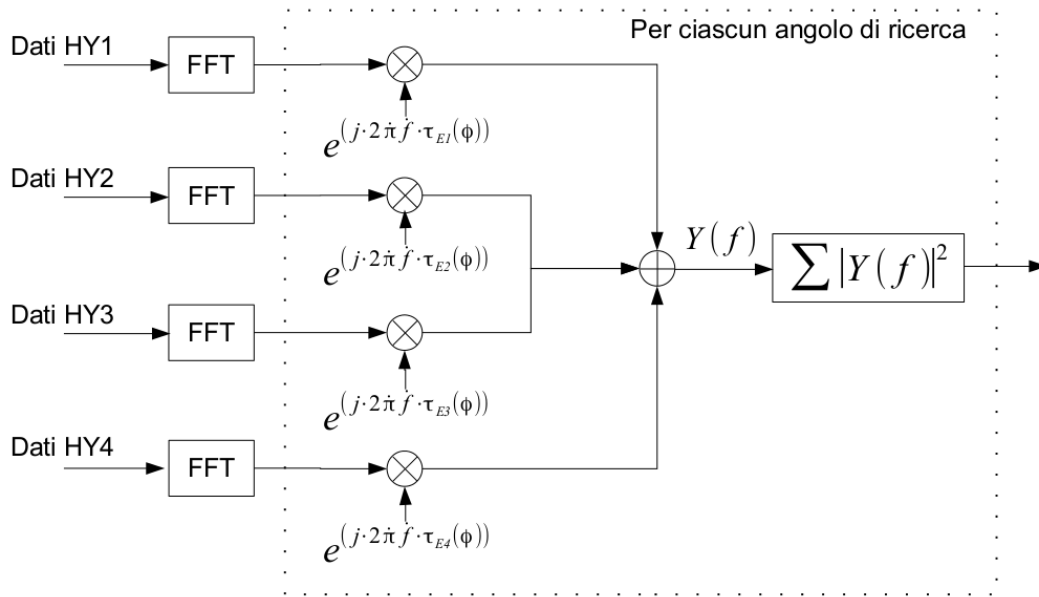


Figura 5.1: Beamforming in frequenza

Il processo si basa sulle seguenti fasi:

1. Acquisizione di  $N = 8192$  campioni temporali per ciascun idrofono;

2. Calcolo della FFT su N punti di ciascun blocco di dati;
3. Per ogni valore dell'angolo di ricerca  $\phi$ , si effettua la moltiplicazione dello spettro calcolato con il vettore dei ritardi elettronici  $e^{2\pi f \tau_{E_n}}$  dove  $\tau_{E_n} = \frac{r}{c} \cos(\phi - \gamma_n)$ . Il vettore  $\gamma$  indica la posizione angolare degli idrofoni lungo la circonferenza e  $\gamma_n$  rappresenta la posizione angolare del generico idrofono.
4. Somma dei quattro segnali risultanti dal punto 3. Si ottiene così una matrice di dimensione  $[\# \text{ Angoli di ricerca}, N]$
5. Calcolo della potenza di uscita tramite somma delle potenze degli N campioni, il risultato rappresenta il vettore di Beamforming di dimensione  $[1, \# \text{ Angoli di ricerca}]$ .

Si noti che al fine di velocizzare il processo di calcolo è possibile pre-calcolare e salvare in memoria i vettori di sfasamento elettronici in quanto dipendono da parametri conosciuti a priori. Nel prosieguo si lavora per una geometria 1D (solo azimuth) e per questo motivo si utilizza la relazione (3.4) con  $\theta = 90^\circ$ . Il codice Matlab relativo a questo algoritmo è fornito in Appendice A.

## 5.2 Altre soluzioni testate

Nel corso degli studi sono stati provati altri algoritmi che per diversi motivi sono stati scartati. Per completezza di trattazione li descriviamo sommariamente:

- *Processo moltiplicativo*: la teoria alla base del processo moltiplicativo è stata enunciata nel Capitolo 2. L'algoritmo che implementa il processo moltiplicativo è equivalente al beamforming classico, tuttavia sembra risultare più pesante dal punto di vista del calcolo e per questo motivo è stato escluso.
- *Beamforming nel dominio del tempo* 1D (ricerca solo in azimuth) e 2D (ricerca in azimuth ed elevazione): la Figura 5.2 illustra schematicamente il processo nel dominio del tempo.

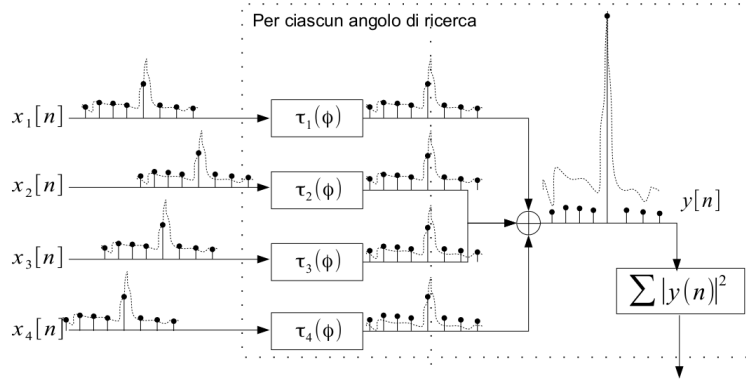


Figura 5.2: Beamforming nel dominio del tempo

Questo algoritmo è stato scartato perchè, a causa degli arrotondamenti necessari per calcolare il numero di campioni di ritardo dei segnali, si ha una minor precisione rispetto al beamforming in frequenza.

- *Beamforming nel dominio del tempo con interpolazione*: l'interpolazione è un processo che incrementa la frequenza di campionamento di un fattore intero. Un periodo di campionamento più piccolo permette l'utilizzo di ritardi con una maggiore risoluzione temporale e conseguentemente una maggiore precisione nel processo di beamforming. La Figura 5.3 illustra schematicamente il processo di beamforming con interpolazione. Questo algoritmo è stato escluso perchè risulta molto pesante dal punto di vista dei calcoli soprattutto se si lavora in 2D.

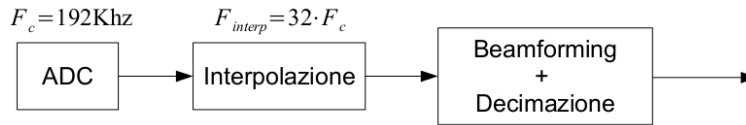


Figura 5.3: Beamforming nel dominio del tempo con interpolazione





## Capitolo 6

# Simulazione 1: Studio delle proprietà direttive di base

La simulazione comprende una parte di generazione del segnale e una parte di processo. Vengono riportati qui alcuni risultati ottenuti durante le prime sperimentazioni quando si ipotizzava l'utilizzo di un array con diametro 60cm e un ricevitore a demodulazione I-Q analogica.

### 6.1 Generatore

Il Generatore è stato realizzato in modo da simulare il più fedelmente possibile i segnali reali. Esso opera, nella prima parte, alla frequenza di campionamento di 192 kHz, con blocchi di  $N_g = 16394$  campioni. Si genera un segnale di rumore reale wgn (White Gaussian Noise), che viene trasformato nel dominio della frequenza attraverso la trasformata FFT, filtrato in banda utile e ritardato attraverso la moltiplicazione con il vettore dei ritardi geometrici. I quattro segnali risultanti sono poi riportati nel dominio del tempo attraverso l'antitrasformata di Fourier IFFT e successivamente demodulati con frequenza di demodulazione uguale alla frequenza di centro banda del segnale. Ciascun segnale complesso ottenuto viene poi decimato di un fattore 2 e quindi rappresentato da blocchi di  $N = 16394/2 = 8192$  campioni, a frequenza  $F_{sampling} = 192000/2 = 96$  kHz.

## 6.2 Processore

Opera il beamforming secondo le operazioni descritte al Capitolo 5, con i seguenti parametri  $F_s = 96\text{kHz}$ ,  $N = 8192$  e angolo di ricerca incrementabile e scelto pari a  $3^\circ$ . Indichiamo con  $M$  la variabile che rappresenta il numero di idrofoni utilizzati.

## 6.3 Misure della risoluzione angolare

Osservazione preliminare:

Nell'ipotesi di utilizzo di 2 sensori, con la relazione  $d\theta = \frac{c}{W} \cdot \frac{1}{L \cdot \sin(\theta)} \cdot \frac{180}{\pi}$  e con i parametri della simulazione impostati a  $\theta = 90^\circ$  e  $L = 2R = 0.6\text{ m}$ , si ottiene:

- Per  $W = 40\text{ kHz}$ :  $3.58^\circ$  dalla formula e  $4.63^\circ$  dalla simulazione;
- Per  $W = 20\text{ kHz}$ :  $7.16^\circ$  dalla formula e  $8.52^\circ$  dalla simulazione.

Quindi i valori misurati sono rispettivamente 1.29 e 1.19 volte di quelli calcolati tramite formula.

Nell'ipotesi di utilizzo di 4 sensori, con parametri della simulazione impostati  $\theta = 90^\circ$  e  $L = 2R = 0.6\text{ m}$ , risulta:

- Per  $W = 40\text{ kHz}$ :  $8.35^\circ$  da simulazione;
- Per  $W = 20\text{ kHz}$ :  $16.9^\circ$  da simulazione.

Quindi con 4 sensori i valori misurati sono rispettivamente 2.33 e 2.36 volte più grandi rispetto al caso con 2 sensori.

Si adotta come formula per la risoluzione angolare la seguente relazione:

$$d\theta = \frac{c \cdot k}{W} \cdot \frac{1}{2R}$$

Ove il fattore  $k$ , misurato dalla simulazione, risulta variare poco con  $R$ ,  $M$  e  $W$  rispetto al valore 2 preso come riferimento.

La Figura 6.1 riporta i risultati ( $d\theta$  e  $k$ ) delle misurazioni con i parametri ivi riportati.

*Nota: la misura di  $d\theta$  è eseguita in corrispondenza del valore 0.5 dal max., corrispondente al punto a  $-3\text{ dB}$  essendo l'uscita una potenza.*

#### 6.4. RIDUZIONE DELLE SPURIE

R, m	M	$\theta$	f1	f2	f0	W	$\Delta\theta$ , misur.	$\Delta\theta$ , calcolato (16) con k=2	k, misurato
0.3	4	60	30	70	50	40	8	7.16	2.23
		0	40	60	50	20	8.35	7.16	2.33
		0					16.9	14.3	2.36
	5	60					8.4		2.35
		0					8.53		2.38
		0							
	6	60					8.86		2.47
		0					8.84		2.47
		0					17.6		
	8	60					9.38		2.62
		0					9.14		2.55
		0					18.56		
0.6	4	60					4	3.58	2.23
		0					4.36	3.58	2.43
		0					8.25	7.16	2.3
	5	60					4.46		2.49
		0					4.42		2.46
		0							
	6	60					4.6		2.56
		0					4.56		2.54
		0					9.08		
	8	60					4.92		2.74
		0					4.8		2.68
		0							
1.2	4	60					4.86		2.71
		0					4.93		2.75
		0					9.4		
	12	60					5.06		2.82
		0					5.06		2.82
		0							
	4	60					2	1.79	2.23
		0					2	1.79	2.23
		0					4.22	3.58	2.36
	5	60					2.14		2.39
		0					2.12		2.37
		0							
1.2	6	60					2.18		2.43
		0					2.17		2.42
		0					4.66		
	8	60					2.3		2.56
		0					2.29		2.56
		0					4.8		
	12	60					2.26		2.52
		0					2.39		2.67
		0					5.03		

Figura 6.1: Risultati misurazioni risoluzione angolare

La Figura 6.2 e Figura 6.3 illustrano rispettivamente l'uscita del BF normalizzato al valore massimo, dopo la sottrazione della potenza d'ingresso, per  $M = 2$  e  $M = 4$ . Si noti la presenza delle risposte spurie per  $M = 4$ , che verranno ridotte come descritto nel seguente paragrafo.

## 6.4 Riduzione delle spurie

La soluzione per la riduzione delle risposte spurie è stata individuata modificando la simmetria angolare dei sensori. Un buon compromesso, per  $M = 4$ , sembra essere quello di ruotare il sensore 1 di  $-10^\circ$ , il 2 di  $+10^\circ$  ed il 4 di  $-10^\circ$ , con il risultato di Figura 6.4. Con un numero di elementi maggiore si è notato che il metodo consente la riduzione a livelli inferiori a quelli mostrati in Figura 6.4, come mostrato per  $M = 6$  in Figura 6.5, dove i sensori sono ruotati in sequenza di  $-5^\circ, +10^\circ, -7.2^\circ, +10^\circ, -10^\circ, -10^\circ$ .

La Figura 6.6 mostra come la perturbazione della posizione degli idrofoni generi delle risposte spurie che non sono angolarmente coincidenti. In

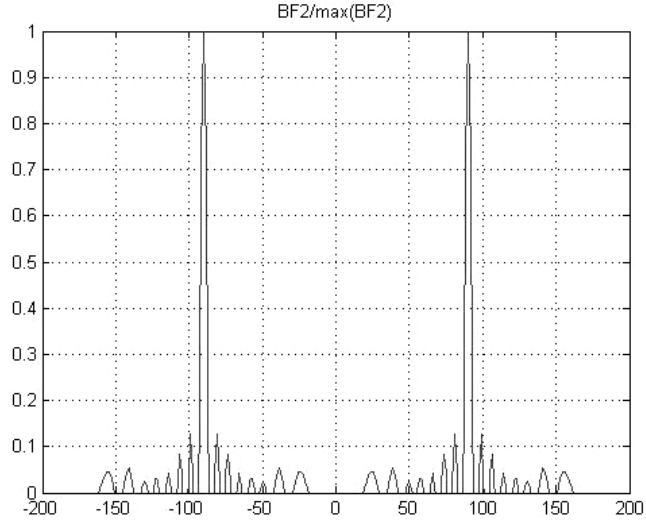


Figura 6.2: Beamforming con  $M = 2$

conseguenza di questo fatto la somma delle risposte spurie risulta minore della somma effettuata nel caso simmetrico.

Nella prima colonna è mostrata la scomposizione del beamforming di un array circolare simmetrico a 4 elementi per un angolo di arrivo simulato di  $0^\circ$ , in particolare sono visualizzati i risultati del beamforming generati dalle coppie di idrofoni 1-2, 1-3, 1-4, 2-3, 2-4, 3-4. I cerchi del medesimo colore individuano picchi che avvengono in corrispondenza dello stesso angolo. Si nota che ciascun BF presenta un cerchietto in corrispondenza dell'angolo di arrivo  $0^\circ$ , vi sono poi due contributi a  $+90^\circ$  e  $-90^\circ$  e un contributo singolo a  $180^\circ$ .

Lo stesso esperimento è stato proposto con un array circolare con perturbazione della posizione degli idrofoni (colonna 2). Si noti che, anche in questo caso, ciascun BF presenta un cerchietto per  $0^\circ$ , ma i due contributi a  $+90^\circ$  e  $-90^\circ$  non coincidono più, infatti i picchi si presentano a  $90^\circ$ ,  $100^\circ$ ,  $-90^\circ$  e  $-100^\circ$ . In questo caso la somma delle risposte spurie, con i picchi non risultano più corrispondenti, risulterà attenuata. Questo concetto può essere generalizzato per altri angoli simulati di arrivo.

Questa analisi puramente euristica suggerisce la necessità di un futuro approfondimento teorico sull'argomento, atta a definire un metodo di controllo delle risposte spurie.

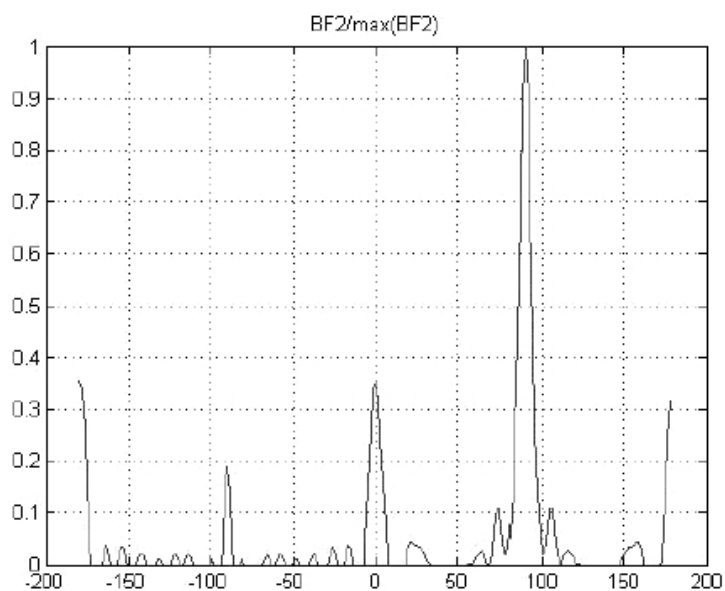


Figura 6.3: Beamforming con  $M = 4$

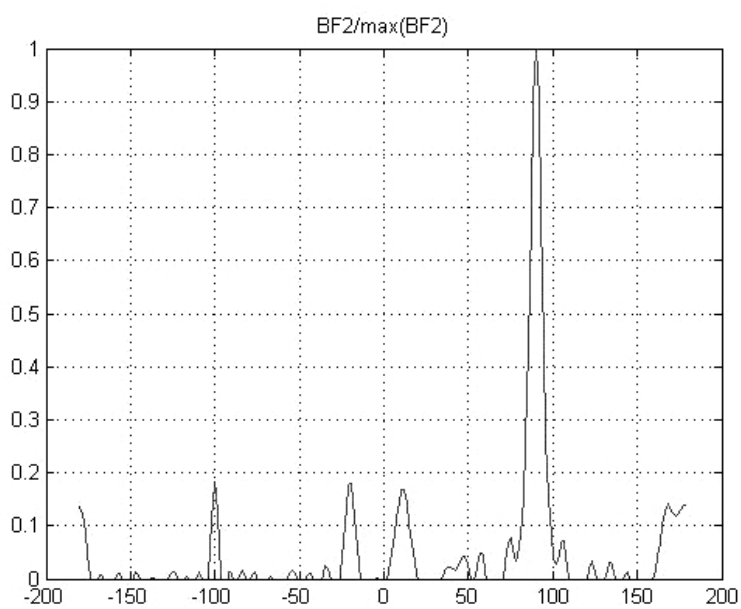


Figura 6.4: Riduzione spurie con array non simmetrico e  $M = 4$

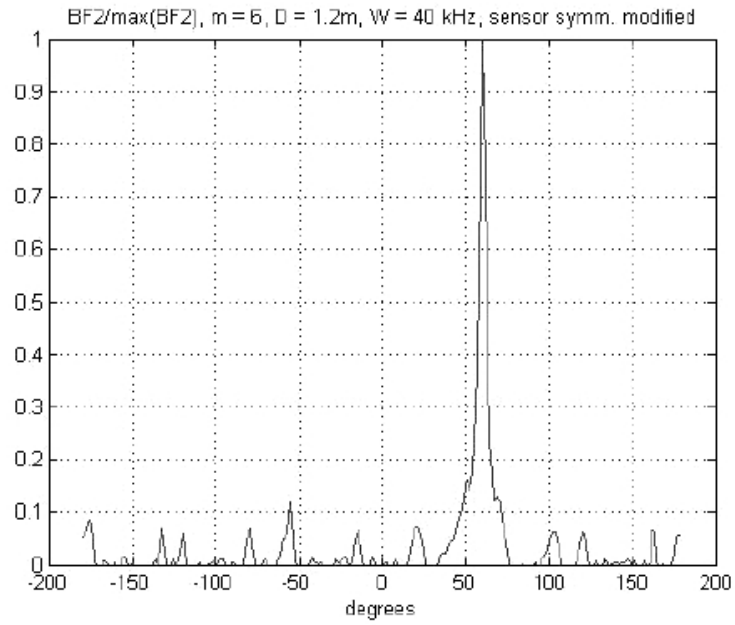


Figura 6.5: Riduzione spurie con array non simmetrico e  $M = 6$

## 6.4. RIDUZIONE DELLE SPURIE

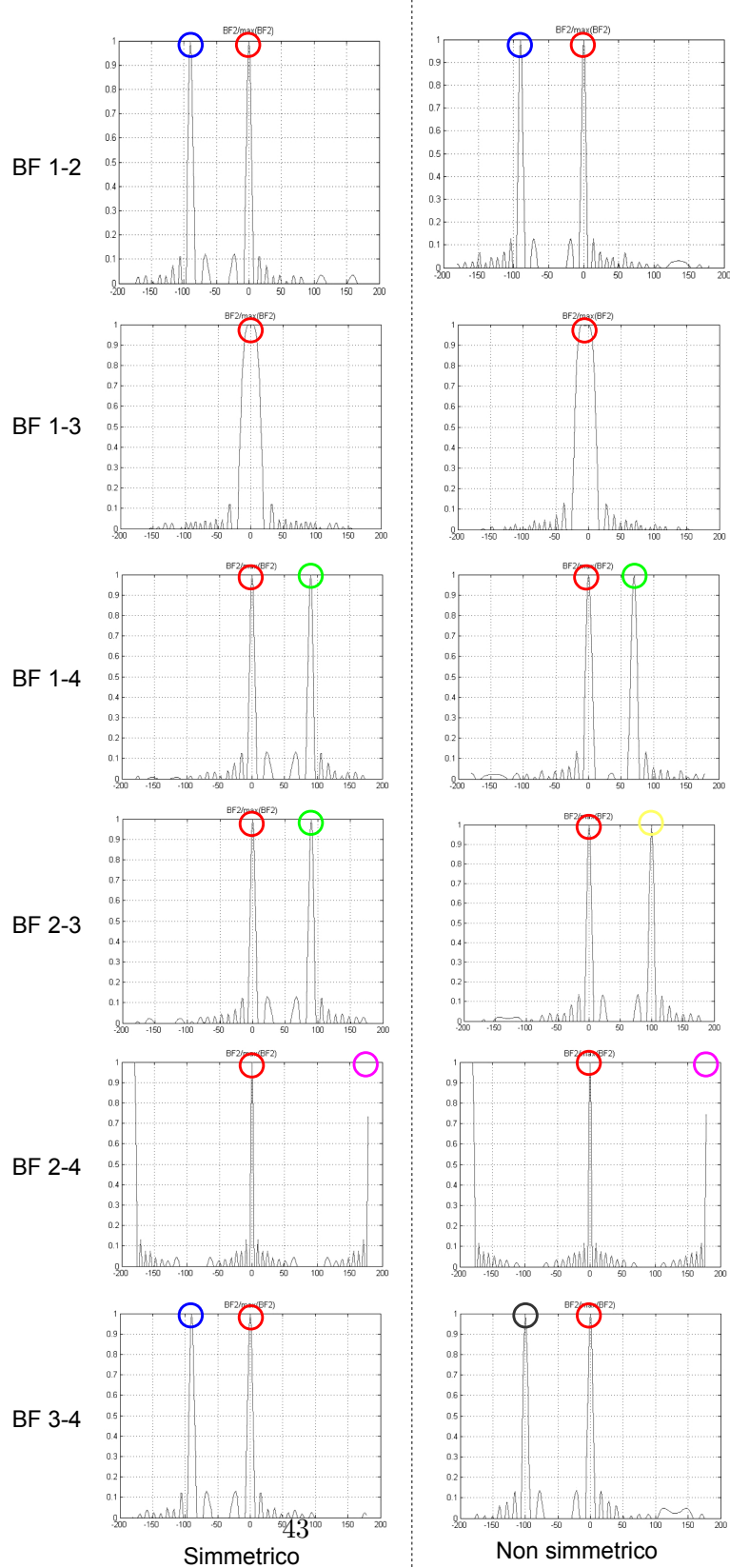


Figura 6.6: Scomposizione beamforming





## Capitolo 7

# Simulazione 2: Studio del comportamento del sistema in presenza di rumore e interferenza

### 7.1 Generatore

L'algoritmo di generazione dei segnali opera con le stesse modalità descritte per la Simulazione 1, ma in aggiunta introduce un contributo di rumore additivo gaussiano bianco per ciascun idrofono.

Il generatore è inoltre in grado di simulare una sequenza di blocchi di  $N = 8192$  campioni di segnale utile  $S$  proveniente dalla direzione  $\theta_1$ , e due segnali interferenti, INT1 e INT2, provenienti rispettivamente dalle direzioni  $\theta_2$  e  $\theta_3$ . I livelli di ampiezza di  $S$ , INT1 ed INT2 sono indipendentemente selezionabili ed anche gli istanti di attivazione dei tre segnali possono essere decisi a priori.

### 7.2 Processore

Il processore opera con le modalità descritte per la Simulazione 1, leggendo ed operando su di una sequenza di  $k1$  snapshots. L'uscita del beamforming (BF) è rappresentata in un grafico di tipo *waterfall*.

### 7.3 Guadagno di processo

Il rapporto segnale-rumore in uscita  $\text{SNR}_{\text{out}}$  espresso in dB è dato dalla seguente espressione:

$$\begin{aligned}
 10 \log(\text{SNR}_{\text{out}}) &= 10 \log(\text{SNR}_{\text{in}}) + 10 \log(M) + 5 \log(N) \\
 &= 10 \log(\text{SNR}_{\text{in}}) + 10 \log(4) + 5 \log(8192) \\
 &= 10 \log(\text{SNR}_{\text{in}}) + 6 + 19,6 \\
 &= 10 \log(\text{SNR}_{\text{in}}) + 25,6
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Dove il termine  $10 \log(M)$  è il guadagno coerente del beamforming e  $5 \log(N)$  è il guadagno incoerente corrispondente alla somma in potenza delle componenti dello spettro in uscita. Sostituendo nell'espressione i valori di interesse si ricava che il **Guadagno di Processo (PG)** complessivo è di circa 25,6 dB.

L'algoritmo di simulazione è quì utilizzato per verificare la (7.1), con una valutazione approssimativa del guadagno mediante la stima del livello minimo di segnale rivelabile.

La Figura 7.1 mostra l'uscita BF2 con il solo segnale S proveniente da  $90^\circ$ , in assenza di interferenza, e  $\text{SNR}_{\text{in}} = 0$  dB; dove con BF2 ho indicato il beamforming BF al quale è stata sottratta la potenza media dell'ingresso. La Figura 7.2 mostra la rappresentazione waterfall di 32 snapshots, ove il segnale S è presente per 24 snapshots, dal numero 9 al 32, mentre per i primi 8 snapshots è presente solo rumore.

Le Figura 7.3 e Figura 7.4 mostrano le due rappresentazioni dell'uscita per  $\text{SNR}_{\text{in}} = -15$  dB. Il segnale utile risulta ben visibile. Con  $\text{SNR}_{\text{in}} = -18$  dB il segnale risulta marginalmente visibile, mentre scompare per  $\text{SNR}_{\text{in}} = -20$  dB.

I risultati sembrano confermare la validità della (7.1). Infatti facendo riferimento all'equazione del sonar passivo espresso in termini di **Signal Excess (SE)**:

$$SE = SL - NL + PG - DT$$

dobbiamo assegnare a DT un valore dipendente da PFA (Probabilità di Falso Allarme) e PD (Probabilità di Detection), se scegliamo  $PFA = 10^{-4}$  e  $PD = 0.5$  si ottiene  $DT = 10.9$ ;

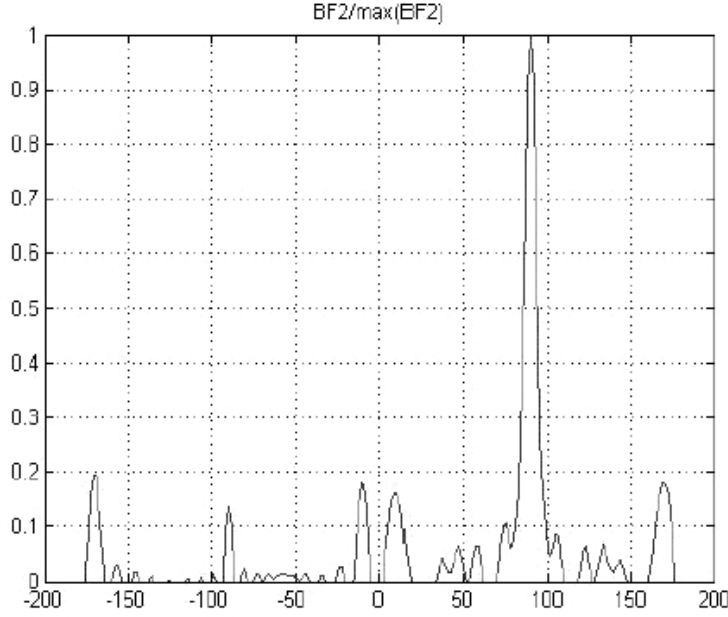


Figura 7.1:  $SNR = 0$  [dB]

bisogna poi da considerare il guadagno ulteriore dovuto alla dinamica del waterfall che è circa 5dB. Il Process Gain totale diviene allora 30.6 dB. Con un  $SNR = -18$  si ottiene quindi:

$$SE = -18 + 30.6 - 10.9 = 1.7$$

SE risulta quindi marginalmente maggiore di 0.

## 7.4 Limitazioni dovute al segnale interferente

La rivelazione del segnale utile  $S$  dipende anche dal rapporto segnale-interferenza  $S/INT$ . Nella simulazione impostiamo il segnale interferente INT1 con angolo di arrivo  $30^\circ$  ed inizio al 16-esimo snapshot e si fanno diverse simulazione andando a variare il rapporto segnale-interferenza. Nelle Figura 7.5 e Figura 7.6, sono mostrate le uscite BF con  $N$ ,  $S$  ed INT1 impostati a livello di 0 dB.

Nelle Figura 7.7 e Figura 7.8 è mostrato il risultato del beamforming con  $INT1 = +10$  dB e  $S = +7$  dB, ovvero  $S/INT = -3$  dB. In queste condizioni il segnale  $S$  risulta ancora visibile.

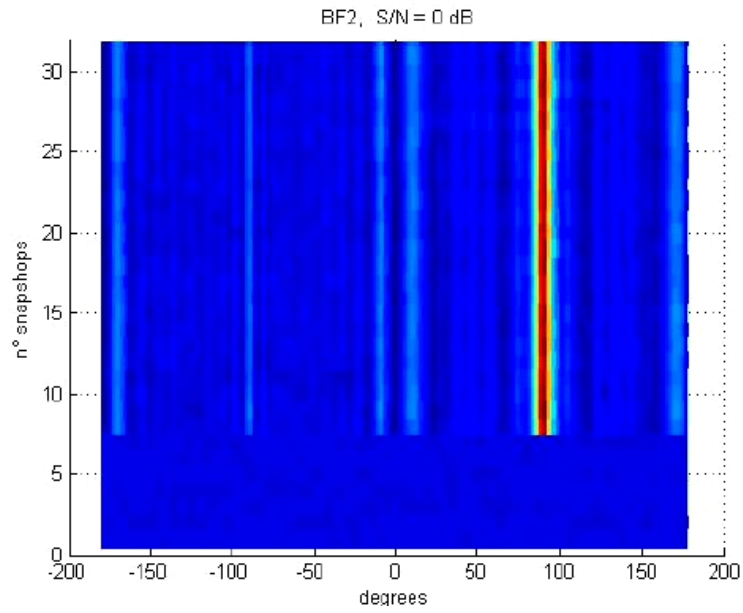


Figura 7.2:  $\text{SNR} = 0$  [dB] Rappresentazione Waterfall

Nelle Figura 7.9 e Figura 7.10 sono mostrati i risultati per  $\text{INT1} = +10$  dB e  $S = +4$  dB. Il segnale  $S$  si confonde con le risposte spurie dell'interferenza.

Si conclude quindi che  $S$  è ancora visibile all'uscita del BF ove il suo livello sia di -3 dB rispetto a quello dell'INT1.

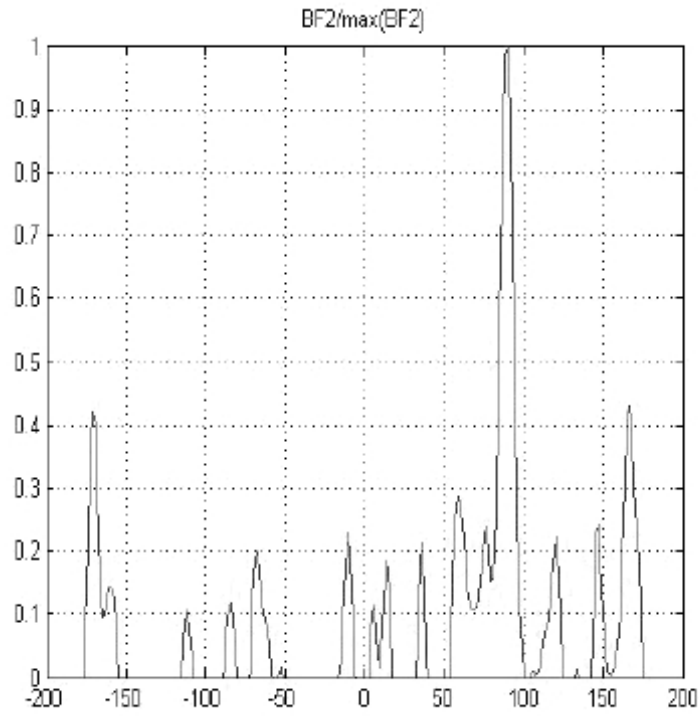


Figura 7.3: SNR = -15 [dB]

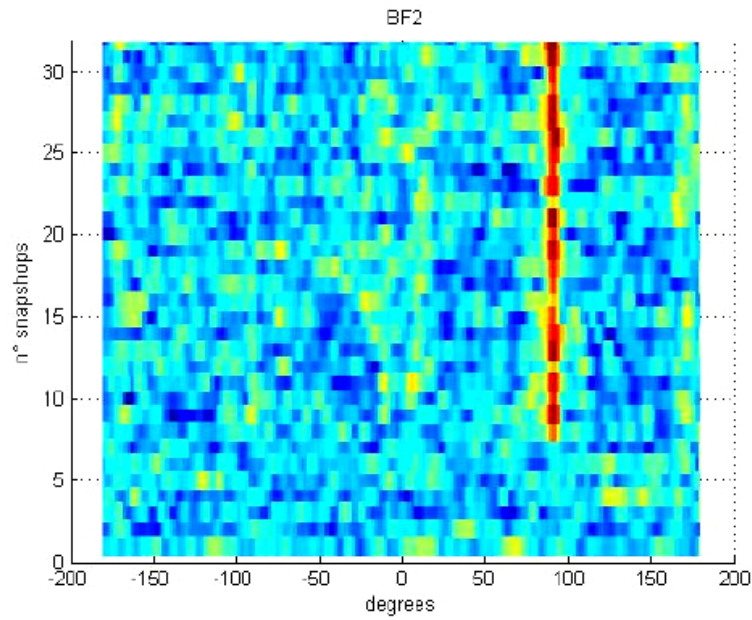


Figura 7.4: SNR = -15 [dB] Rappresentazione Waterfall

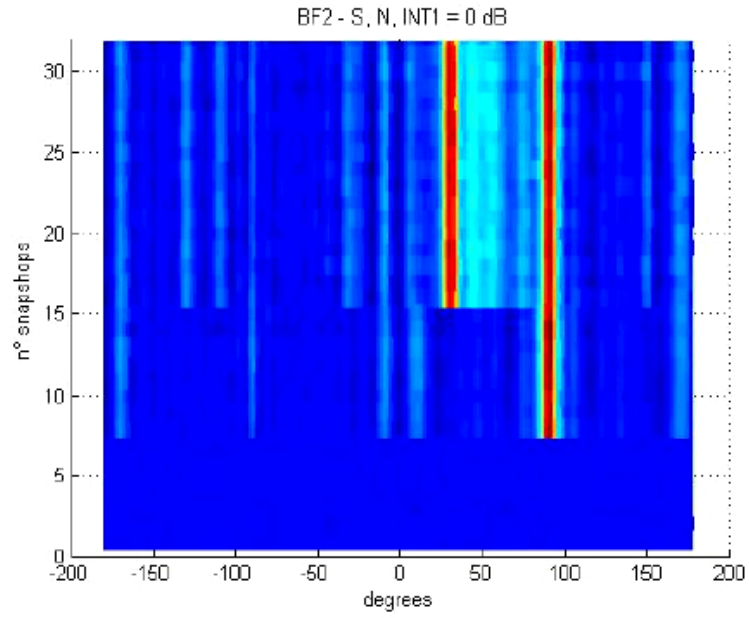


Figura 7.5: N, S ed  $INT1 = 0 \text{ dB}$  rappresentazione waterfall

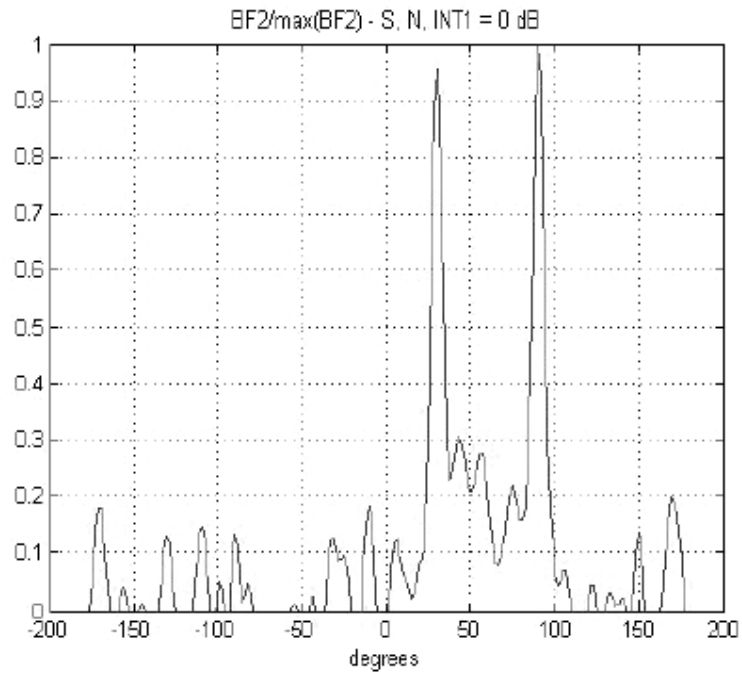


Figura 7.6: N, S ed  $INT1 = 0 \text{ dB}$

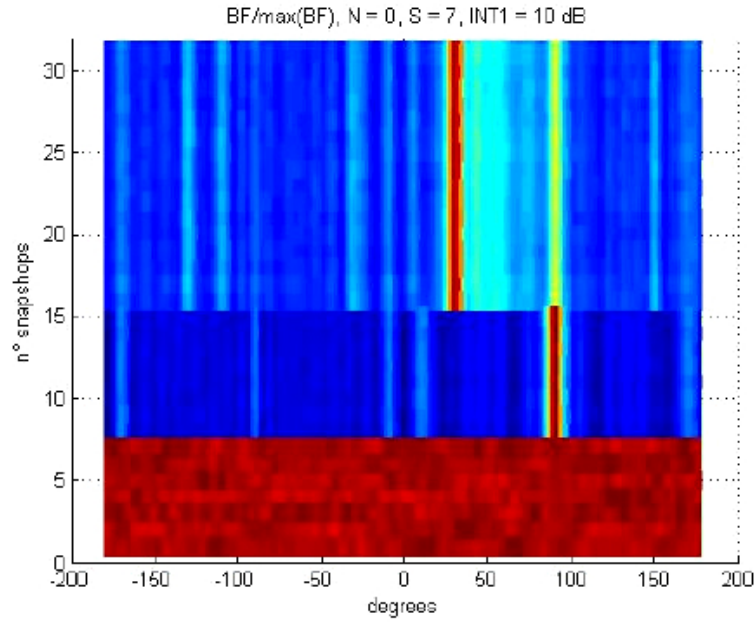


Figura 7.7:  $S/INT = -3$  dB rappresentazione waterfall

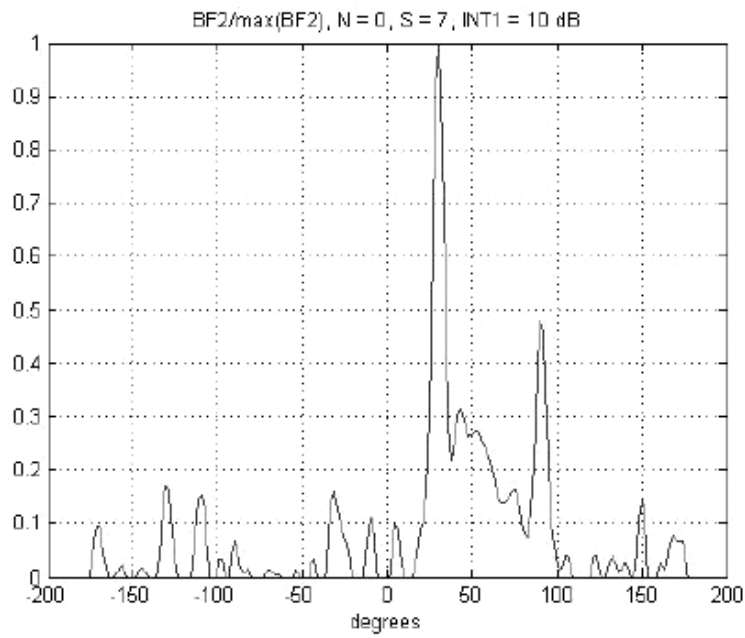


Figura 7.8:  $S/INT = -3$  dB

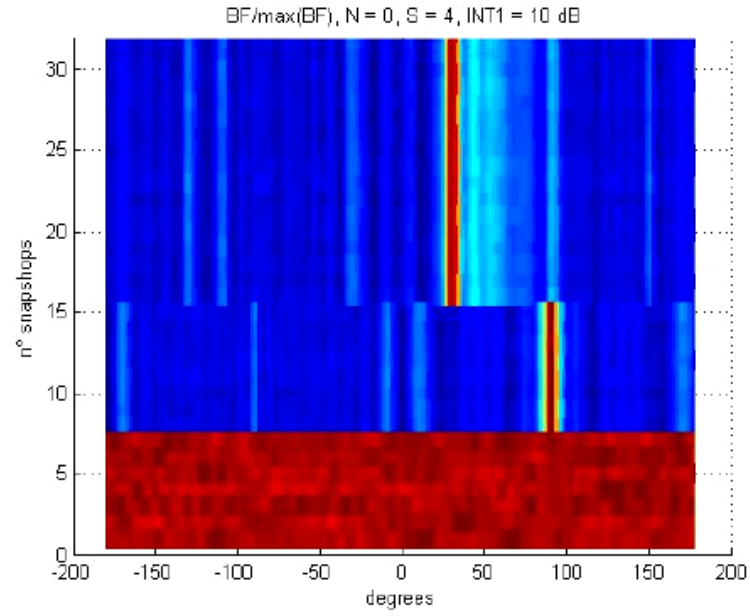


Figura 7.9:  $S/INT = -6$  dB rappresentazione waterfall

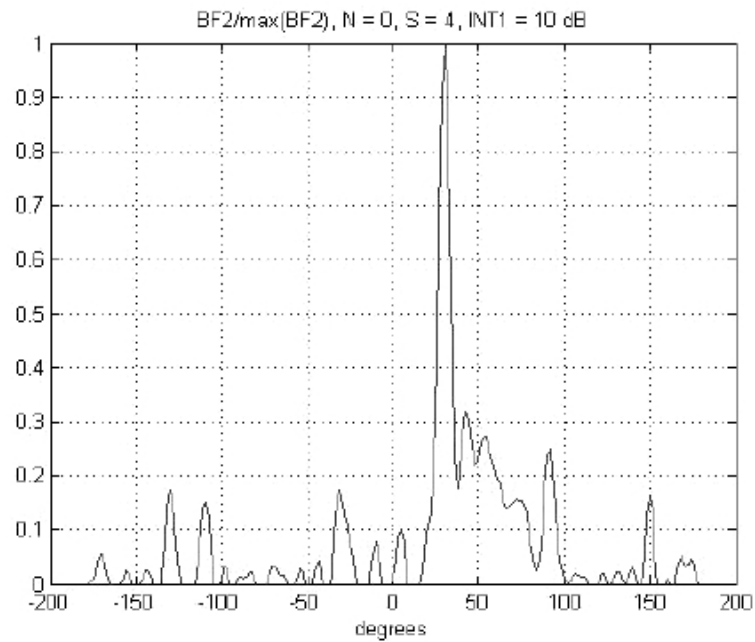


Figura 7.10:  $S/INT = -3$  dB



## Capitolo 8

# Simulazione 3: cancellazione dell'interferenza e allarmi

### 8.1 Generatore

Il generatore di segnali è identico a quello descritto per la Simulazione 2. In questa simulazione si è scelto di generare 128 snapshots di  $N = 8192$  campioni ciascuno.

### 8.2 Processore

Opera sostanzialmente come il processore descritto per la Simulazione 2 con le seguenti differenze:

1. Effettua un'operazione di media sui dati processati;
2. Calcola la kurtosis sui dati mediati;
3. Calcola il vettore di pesaggio per la cancellazione dell'interferenza con metodo incoerente;
4. Pesa i dati mediati con il vettore di pesaggio;
5. Produce allarmi.

### 8.3 Modalità di lettura dati

Il processore opera con due loops concatenati, uno esterno ( $z10=1:k10$ ) e uno interno ( $z1=1:k1$ ), dove  $k10 = 16$  e  $k1 = 8$ .

Il loop interno legge sequenzialmente 8 blocchi di dati d'ingresso e calcola per ciascun blocco di campioni il beamforming (**BF**) su 240 direzioni. Successivamente immagazzina gli 8 vettori del beamforming normalizzato,  $\mathbf{BF1} = \mathbf{BF}/\max(\mathbf{BF})$ , nella matrice **RAV1**. Quindi si rappresenta in modalità waterfall la matrice RAV1. Dopo il 16-esimo vettore di BF, il display si rinnova automaticamente fino al 128-esimo ed ultimo blocco di dati.

Al termine di ciascun ciclo  $z1$ , si genera un vettore “running average”,  $\mathbf{BFAVN1} = \text{sum}(\mathbf{RAV1})/k1$ , contenente la media di 8 BF calcolati. I vettori mediati vengono immagazzinati nella matrice **RAV10** che viene rappresentata graficamente a destra del grafico della matrice RAV1.

All'interno del loop esterno hanno luogo le operazioni di pesaggio per la cancellazione dell'interferenza. Queste consistono nell'individuazione di un vettore peso, **BFAVD**, con le modalità descritte nel prossimo paragrafo, ed il calcolo della matrice pesata  $\mathbf{RAV2} = \mathbf{RAV10}/\mathbf{BFAVD}$ . L'effetto dell'interferenza viene qui ridotto assumendo che l'interferenza sia angolarmente stazionaria.

### 8.4 Allarmi e kurtosis

La presenza dell'interferenza INT viene individuata rivelando la presenza di un segnale prevalente nel rumore di fondo, proveniente da una ristretta direzione e corrispondente ad un fenomeno controllabile dal centro di controllo in superficie. La rivelazione di INT, ma anche di S similmente, è operata in corrispondenza di un allarme generato con la modalità seguente:

si utilizza la funzione statistica *kurtosis*, che assume valori bassi se applicata ad un vettore randomico, ed alti quando vi sia la presenza di picchi predominanti (è un indice di non gaussianità).

La kurtosis, **KK**, è calcolata attraverso la seguente relazione:

$$KK = \frac{E(X - \eta_x)^4}{\sigma_x^4} \quad (8.1)$$

La Figura 8.1: mostra, a scopo esemplificativo,  $KK$  calcolata su 32 blocchi di BF1, ove il segnale, con  $SNR = -10$  dB, è presente a partire dal blocco numero 16.

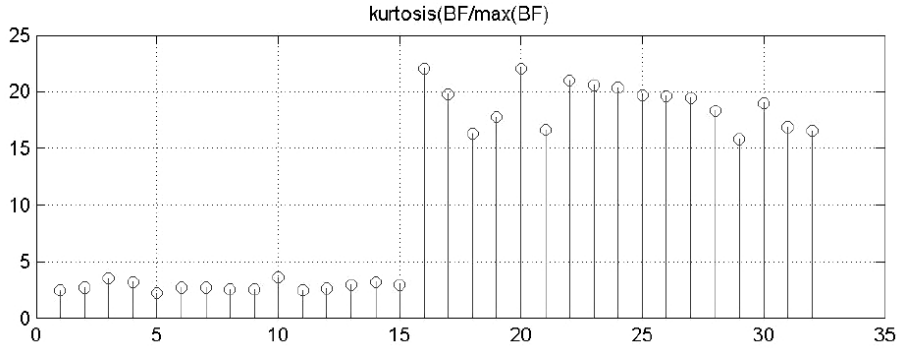


Figura 8.1: Kurtosis sui blocchi di segnale

Il processore calcola  $KK$  attraverso l'espressione Matlab seguente e mette poi una soglia per  $KK > 5$ . Il superamento della soglia genera un *allarme*.

```
KK(z10,:) = kurtosis(BFAVN1)
KKT(z10) = KK(z10) > 5
```

L'individuazione del vettore di pesaggio BFAVD viene tuttavia ottenuta piuttosto in corrispondenza delle variazioni di  $KK$  tra due calcoli successivi ( $dKK$ ), ovvero mediante le relazioni:

```
if z10 == 1
    deltaKK = 0;
else
    deltaKK(z10) = abs(KK(z10) - KK(z10-1));
end
if deltaKK(z10) > 6
    BFAVD = RAV10(z10,:);
end
```

## 8.5 Osservazioni

Il metodo descritto per la cancellazione dell'interferenza richiede che la Centrale Operativa segnali in automatico un cambiamento di stato dei macchinari che potrebbero generare interferenze.

Si noti tuttavia che la cancellazione dell'effetto dell'interferenza è comunque possibile solo se questa anticipa temporalmente la presenza del segnale utile  $S$ . Ove  $S$  fosse presente prima dell'interferenza, questo sarà visibile sul display delle medie RAV10, ma sarebbe poi cancellato successivamente. In sostanza: il sistema impara le condizioni dell'ambiente circostante e si adatta ad esso in modo semi-automatico.

## 8.6 Risultati

Le Figura 8.2 illustra il display in uscita:

- La prima colonna rappresenta gli ultimi 16 beamforming normalizzati calcolati (BF1);
- La seconda colonna rappresenta le 16 medie (medie di 8 BF1) contenute nella matrice RAV10;
- La terza colonna mostra gli allarmi generati da RAV10 sotto la condizione KK maggiore di 5;
- La quarta colonna mostra la variazione di KK (dKK);
- La quinta colonna rappresenta RAV2, cioè la matrice RAV10 pesata con il vettore BFAVD;
- La sesta ed ultima colonna raffigura gli allarmi generati dovuti a RAV2.

Nella simulazione mostrata in figura il rumore  $N$  è posto al livello di 0 dB, ed è sempre presente; l'interferenza, di livello +10 dB e con angolo di arrivo  $90^\circ$ , è presente dal blocco 32, quindi inizia con un solo snapshot nel blocco 4 delle medie. Il segnale  $S$ , di livello  $-5$  dB, e con angolo di arrivo  $0^\circ$ , è presente dal primo snapshot del blocco 9 delle medie. Il segnale utile  $S$  non è visibile in RAV10, ma appare in RAV2 dopo il pesaggio.

Sempre in Figura 8.2, si osservi: nella seconda colonna l'interferenza, è visibile e dà luogo nella terza colonna ad un allarme (colore rosso); la quarta colonna, dKK, mostra una variazione in corrispondenza dei blocchi 4 e 5 di RAV10. Non essendoci altre successive variazioni di KK, il vettore BFAVD viene memorizzato ed utilizzato nel pesaggio. La Figura 8.3 riporta gli stessi dati delle colonne 2 e 5 della Figura 8.2, meglio evidenziati.

## 8.6. RISULTATI

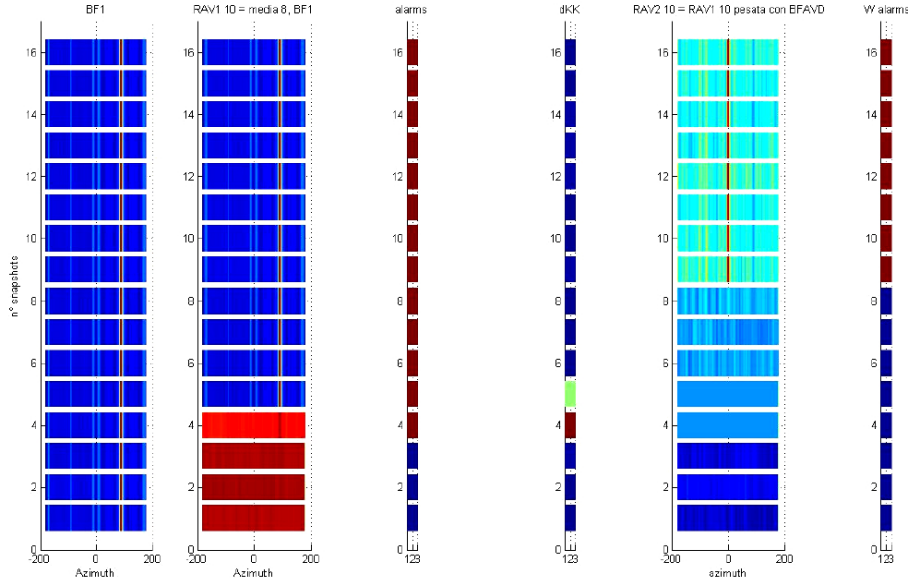


Figura 8.2: Display di uscita

Nella Figura 8.4 è stata introdotta una seconda interferenza di livello +10 dB, con angolo di arrivo di  $-60^\circ$ , a partire dal secondo blocco delle medie. I valori di dKK leggibili da Matlab sono [numero blocco/valore]: 1/0, 2/10, 3/4.4, 4/0, 5/10, 6/0 e successivi 0. La variazione in corrispondenza del blocco 2 cancella l'interferenza in RAV2, ma il valore di BFAVD memorizzato è troppo basso per cancellare l'interferenza nei successivi blocchi 3 e 4, mentre il dKK del blocco 3, pari a 4.4, non passa la soglia posta al valore 6. L'interferenza che inizia dal blocco 5 origina l'allarme che cancella entrambe le interferenze. Finalmente dal blocco 9 è ancora marginalmente visibile il segnale utile proveniente da  $0^\circ$ .

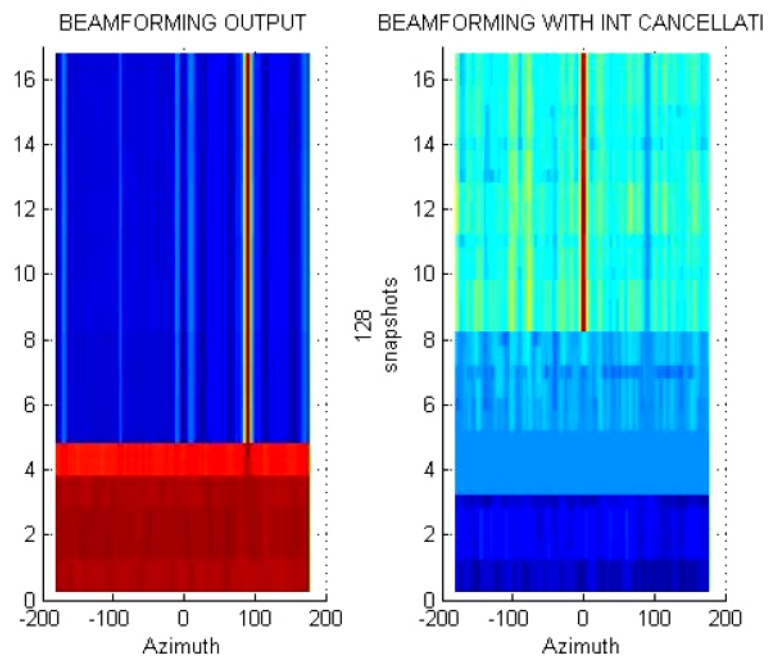


Figura 8.3: Display di uscita - particolare

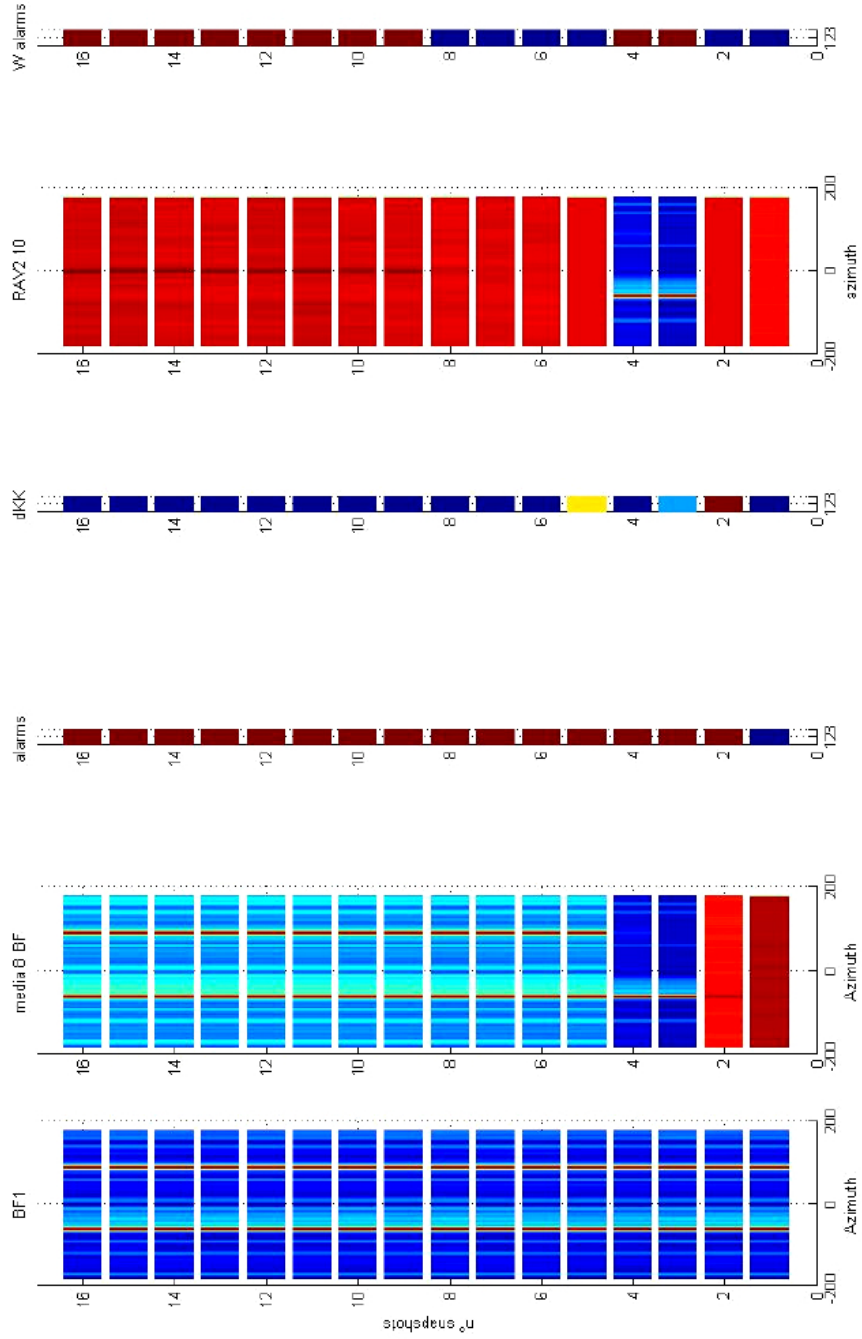


Figura 8.4: Display di uscita - 2 interferenze





## Capitolo 9

# Simulazione 4: ranging passivo

Questa simulazione tratta di un algoritmo per la ricerca in distanza ed angolo del segnale sorgente. L'algoritmo completo lavora sulla distanza, sull'azimuth e sull'elevazione (3D), tuttavia a causa della pesantezza del processo di calcolo si è deciso di testarlo solamente in azimuth e distanza.

### 9.1 Generatore

Il generatore che simula i segnali ricevuti dagli idrofoni si basa sullo schema di Figura 9.1:

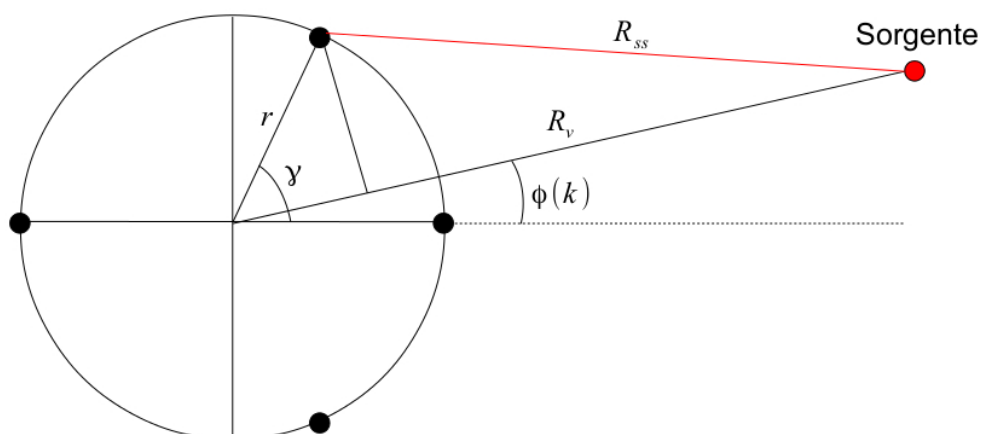


Figura 9.1: Schema per il calcolo della distanza idrofoni-sorgente

Si calcola il vettore delle distanze idrofoni-sorgente attraverso la relazione:

$$R_{ss} = \sqrt{(R_v - r \cos(\gamma - \phi_k))^2 + (r \sin(\gamma - \phi_k))^2} \quad (9.1)$$

Dove al posto di  $R_v$  sostituiamo la distanza simulata alla quale supponiamo si trovi la sorgente rispetto al centro dell'array e dove al posto di  $\phi_k$  sostituiamo l'angolo di arrivo simulato del segnale.

Successivamente si genera il vettore di steering basato sul vettore delle distanze  $e^{(j\omega R_{ss}/c)}$ .

Si genera poi un blocco di rumore gaussiano bianco sul quale viene effettuata la FFT. Lo spettro del segnale di rumore viene poi moltiplicato per il vettore di steering per simulare lo spettro dei segnali ricevuti dagli idrofoni.

## 9.2 Processore

Il processore effettua una ricerca in distanza del segnale sorgente. Partendo da  $R = 0$  m l'algoritmo comincia a calcolare il beamforming variando a passo di un metro la distanza nel vettore di compensazione dei ritardi. Il procedimento si conclude quando è stata raggiunta la distanza massima di ricerca scelta a priori. Come risultato finale otteniamo una matrice [distanza,angoli] con un punto di massimo in corrispondenza del valore della distanza e dell'angolo di arrivo del segnale sorgente. Nelle figure seguenti sono mostrati i risultati della simulazione per una distanza sorgente-centro array di 15 metri e per un angolo di arrivo del segnale di  $30^\circ$ .

Il programma per la simulazione di ricerca in distanza è mostrato in Appendice B.

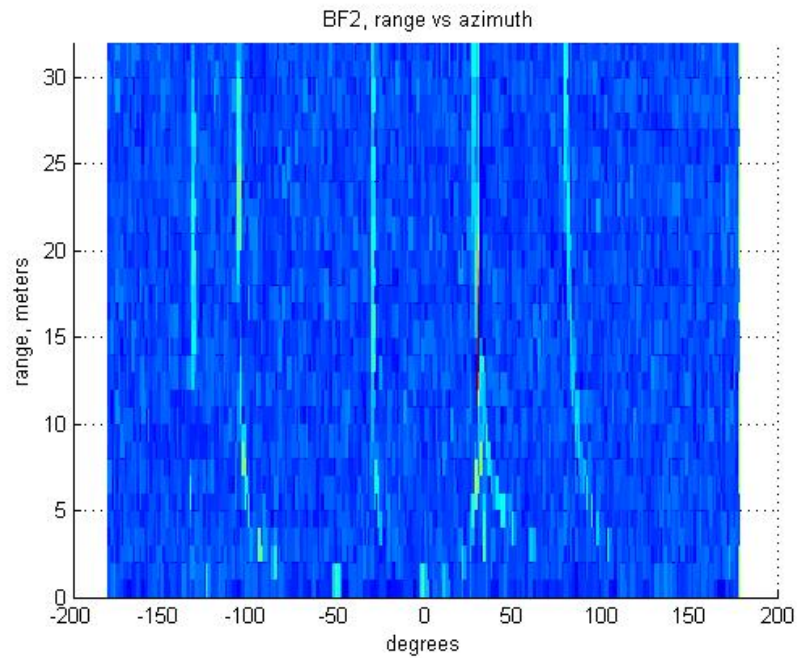


Figura 9.2: Andamento angolo-distanza tipo waterfall

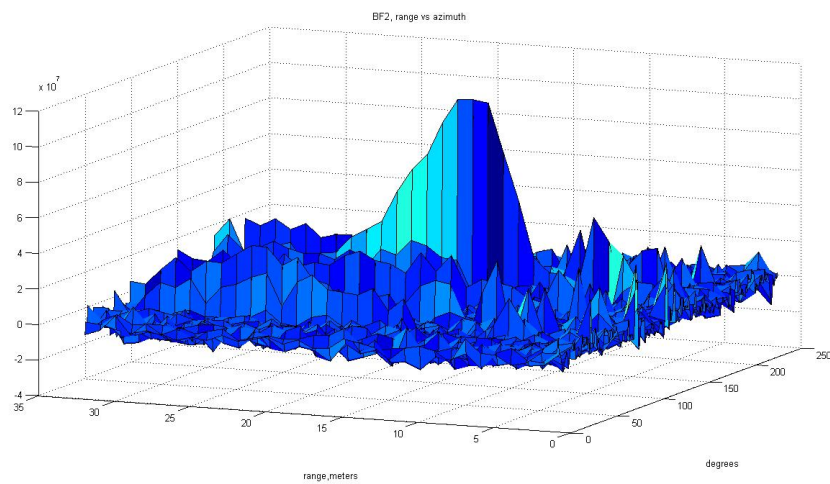


Figura 9.3: Andamento angolo-distanza

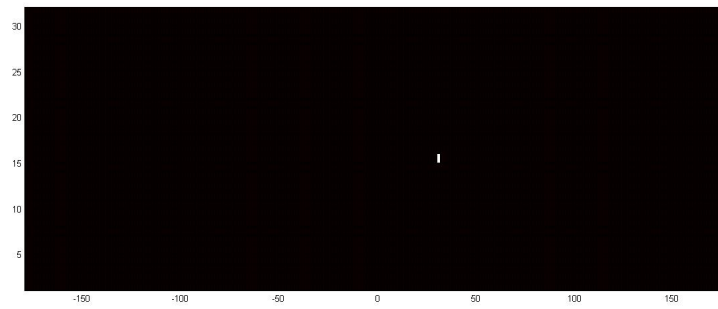


Figura 9.4: Punto di massimo, coordinate angolo-distanza

## Capitolo 10

# Sperimentazione

### 10.1 Introduzione

Le attività di sperimentazione sono state svolte presso la vasca acustica della WASS S.p.A, situata a La Spezia, e gestita dall'azienda SIELCO s.r.l. Alcune delle attività si sono svolte presso la CO.L.MAR utilizzando una piccola vasca acustica ivi presente. I test si sono conclusi il 20 Giugno 2013.

Durante la sperimentazione si sono incontrati numerosi problemi, tra i quali i principali legati a:

- Riflessioni nella vasca dovute alla geometria della misura, direttività della sorgente e tipo di segnale trasmesso (rumore continuo);
- Il lobo principale del trasmettitore, inquanto molto stretto, non riusciva ad includere completamente l'array ricevente;
- Modalità di generazione del segnale di rumore trasmesso, con iniziale difficoltà di limitazione di banda e conseguente interferenza spettrale di componenti immagine a seguito della campionatura;
- Diametro del sensore sferico degli idrofoni, pari a 1" per GP0280, e precisione geometrica della struttura meccanica dell'array.

Dalla risoluzione dei suddetti problemi è derivata la configurazione finale del sistema costituita da 4 idrofoni tipo Colmar – GP0190, con ceramiche di piccolo diametro ( $1/2''$ ) montati su un supporto meccanico circolare ad alta precisione, di diametro 20cm; 4 filtri passa banda (BP) anti-aliasing; A/D a

192 kHz (MOTU 8 canali, 4 utilizzati; con collegamento USB al PC), programmi Matlab in tempo reale e non, operanti su PC. Nella sperimentazione finale i 4 filtri BP non sono stati utilizzati avendo provveduto a trasmettere un segnale fortemente limitato in banda.

### 10.2 Vasca acustica

Riportiamo in questo paragrafo alcune delle caratteristiche della vasca acustica (Figura 10.1) nella quale sono stati effettuati i test:

- Lunghezza 14m
- Larghezza 9m
- Profondità 8m
- Temperatura 13°C
- Velocità del suono 1462m/s

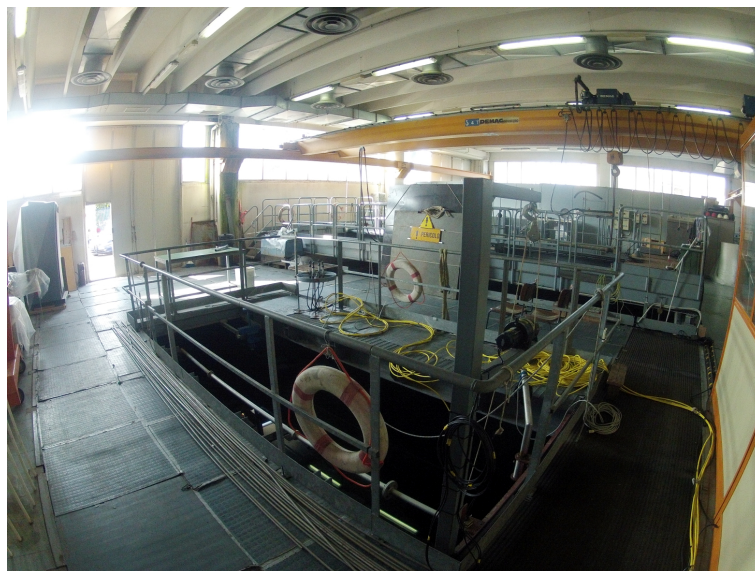


Figura 10.1: Vasca acustica WASS - La Spezia

La misura della velocità del suono in acqua è stata misurata attraverso strumentazione specifica mostrata in Figura 10.2



Figura 10.2: Misura della velocità del suono in acqua

## 10.3 Trasmettitore

Il Trasmettitore ha il compito di generare il segnale di rumore a banda larga di interesse. Dopo diversi tentativi di trasmissione con esito negativo effettuati con trasduttori sferici (omnidirezionali) che hanno dato luogo alla presenza di notevoli riflessioni dalle pareti, dal fondo e dalla superficie della vasca, si è individuato ed utilizzato il trasduttore direzionale a banda larga ITC-5264 che presenta a 50 kHz un lobo conico di circa  $5^\circ$  di apertura.

La Figura 10.4 mostra la risposta del trasmettitore.

## 10.4 Configurazione di trasmissione e ricezione

Lo schema della catena di trasmissione è mostrato in Figura 10.4:

Un programma Matlab ha il compito di generare il rumore gaussiano bianco limitato in banda che simula il segnale di interesse, il software Audacity ha il compito di riprodurre tale segnale. L'uscita del software Audacity è impostata in modo da comunicare, attraverso la porta USB, con la scheda di acquisizione audio MOTU, la quale attraverso la porta analogica di uscita, invierà il file di rumore all'amplificatore Brüel and Kjær. Dopo aver amplificato il segnale lo si trasmette al trasduttore che lo propagherà in acqua.

## 10.5. RISULTATI

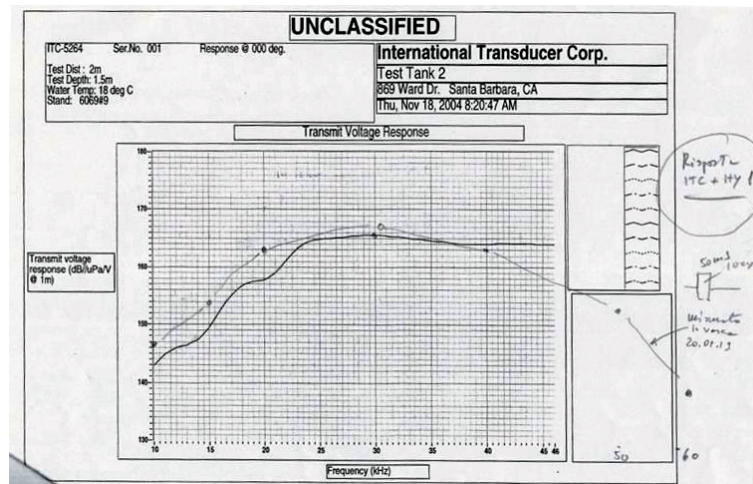


Figura 10.3: Risposta in frequenza del trasmettitore ITC-5264

Lo schema della catena di ricezione è mostrato in Figura 10.5.

In ricezione i segnali ricevuti dagli idrofoni vengono inviati agli ingressi analogici della scheda MOTU che li campiona a 192kHz. Attraverso la porta USB Motu invia i segnali campionati al PC nel quale gira un programma MATLAB real-time che li acquisisce ed esegue l'algoritmo di beamforming. I segnali vengono inoltre inviati anche al software di acquisizione Adobe Audition per la loro registrazione.

## 10.5 Risultati

Elenchiamo alcuni risultati ottenuti durante i test:

- La Figura 10.6 illustra l'uscita del beamforming per una configurazione con array di diametro 20cm e disposizione simmetrica degli idrofoni ( $\gamma = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ ). In questo test durante l'acquisizione dei dati è stato ruotata l'asta di fissaggio dell'array in modo da simulare uno spostamento della sorgente. È possibile notare che il beamforming riesce a seguire la sorgente
- Si illustrano adesso i risultati del beamforming calcolato per una configurazione con array di diametro 20cm e disposizione non simmetrica degli idrofoni ( $\gamma = 0, 55^\circ, 180^\circ, 305^\circ$ ). La Figura 10.7 e Figura 10.8, illustrano la coerenza tra i segnali ricevuti dagli idrofoni in funzione



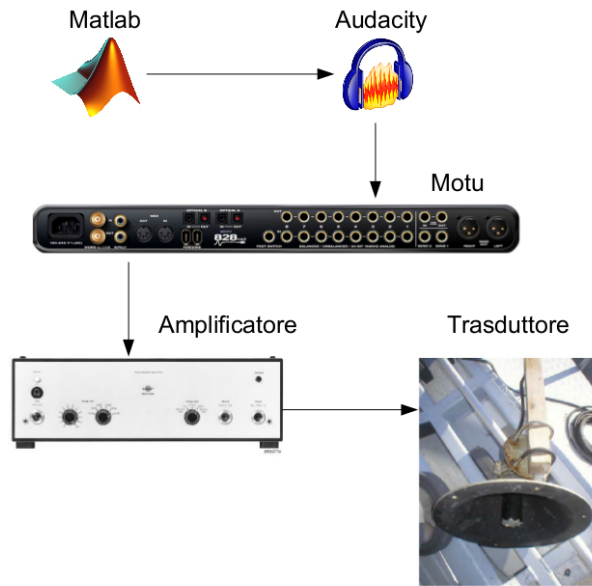


Figura 10.4: Catena di trasmissione

della frequenza. Più la coerenza tende ad 1 più i segnali saranno simili e migliore risulterà l'uscita del beamforming.

la Figura 10.9 illustra lo spettro di potenza dei segnali ricevuti.

La Figura 10.10 illustra in modalità waterfall il beamforming di uscita per un segnale proveniente da una direzione statica di circa  $45^\circ$ .

Per il segnale proveniente dalla direzione  $45^\circ$  è mostrato anche un singolo beamforming (Figura 10.11) e il corrispondente beamforming calcolato attraverso la simulazione (Figura 10.12). Il risultato della sperimentazione corrisponde in maniera molto buona con la simulazione.

- La Figura 10.13 e Figura 10.14 illustrano il beamforming di uscita per un segnale proveniente da una direzione statica di circa  $-140^\circ$ .
- Figura 10.15 e Figura 10.16 mostrano il beamforming calcolato per una sorgente che si muove lungo l'azimuth. Si nota come il picco di uscita riesca ad inseguire la sorgente.
- In Figura 10.17 è rappresentata una sorgente in movimento che compie un intero angolo giro. Si noti sulla parte destra dell'immagine

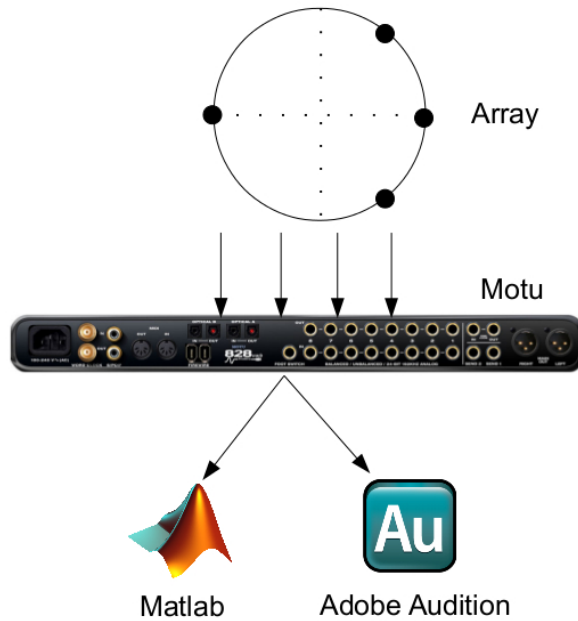


Figura 10.5: Catena di ricezione

che il beamforming perde consistenza a causa dell'eccessiva velocità di rotazione dell'array.

- Riportiamo in Figura 10.18 e Figura 10.19 il risultato di un test positivo effettuato per verificare la bontà dell'algoritmo di passive-ranging. Durante la prova è stato utilizzato un trasduttore sferico posto nelle vicinanze dell'array. Le prove sono risultate difficoltose a causa delle numerose riflessioni della vasca acustica, e del poco tempo a disposizione per la messa a punto di questo test.

## 10.6 Conclusioni

Le modifiche apportate all'hardware (idrofoni di piccolo diametro, meccanica precisa) hanno dimostrato in queste ultime sperimentazioni in vasca il corretto funzionamento del sistema; senza la presenza delle innumerevoli anomalie precedentemente riscontrate. Le prove corrispondenti con l'array di diametro 20 cm non-simmetrico hanno provato un miglioramento nei lobi laterali. La corrispondenza angolare tra misurazione e reale posizione angolare della sorgente è stata riscontrata durante gli esperimenti ma non sufficientemente

## 10.6. CONCLUSIONI

---

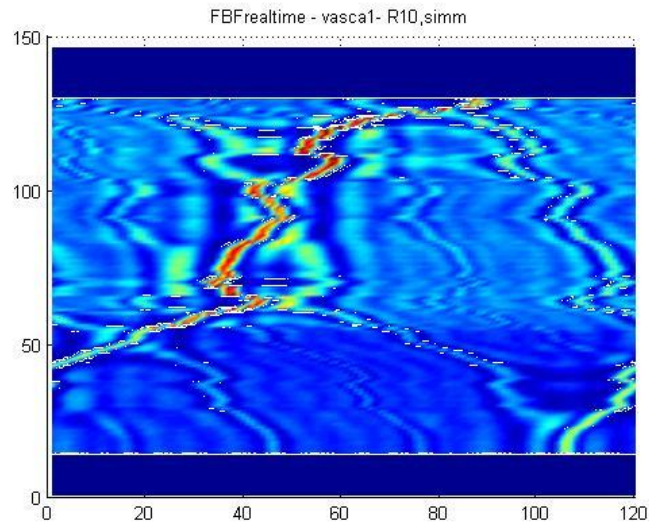


Figura 10.6: Beamforming con diametro 20cm e disposizione simmetrica

documentata. Le prestazioni dell'array di diametro 20cm indicano che questa configurazione appare molto interessante per la industrializzazione di un sistema finale compatto.

## 10.6. CONCLUSIONI

---

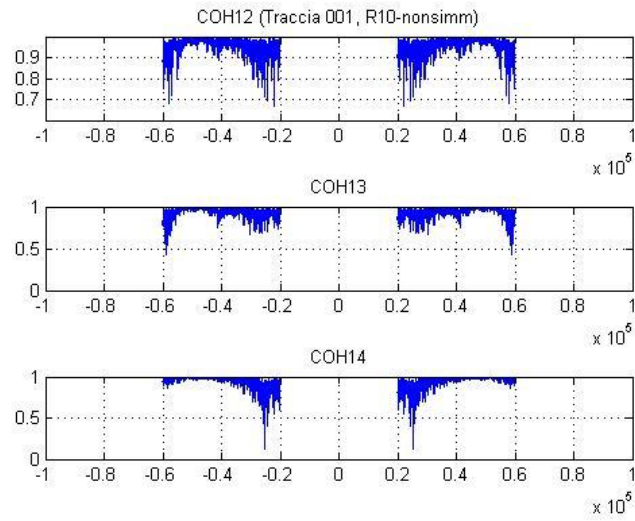


Figura 10.7: Coerenza canali 1-2 1-3 1-4

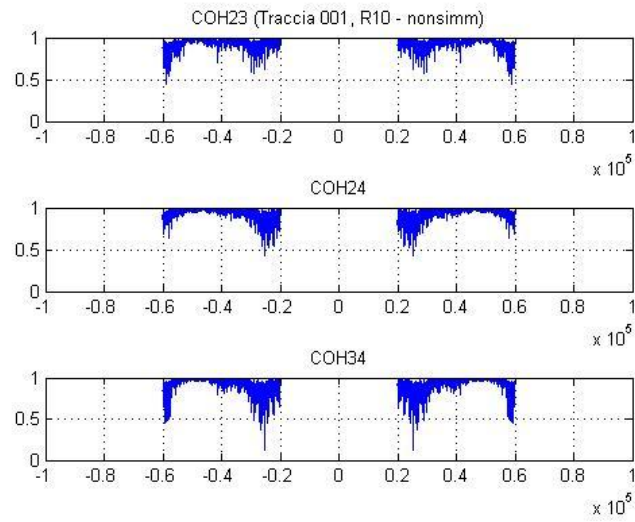


Figura 10.8: Coerenza canali 2-3 2-4 3-4

## 10.6. CONCLUSIONI

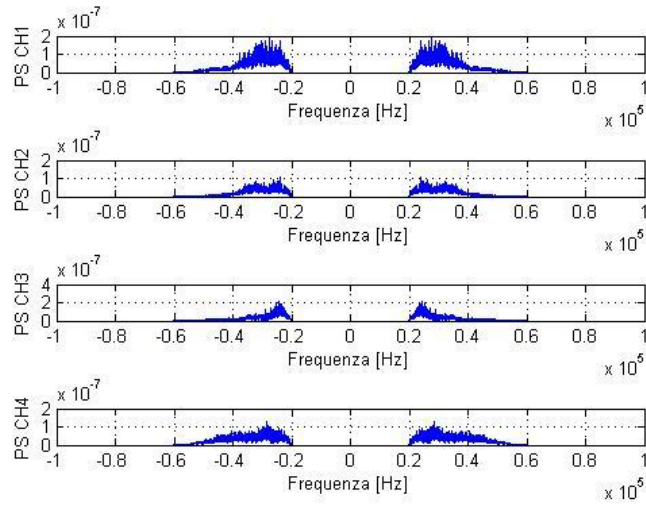


Figura 10.9: Spettro di potenza

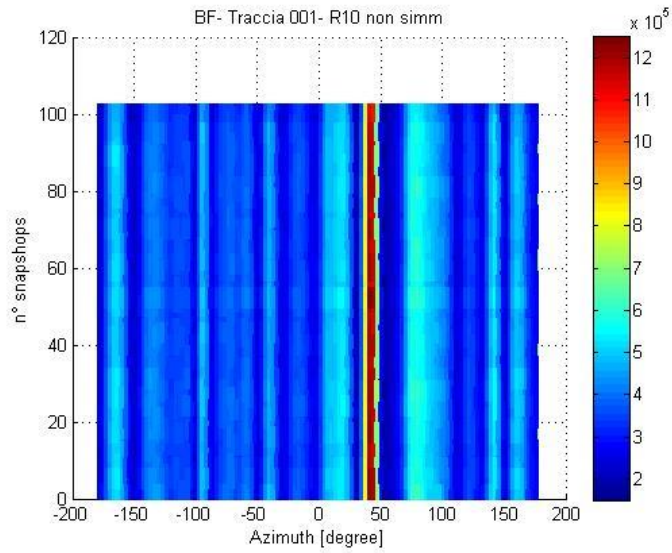


Figura 10.10: Angolo di arrivo statico 45°

## 10.6. CONCLUSIONI

---

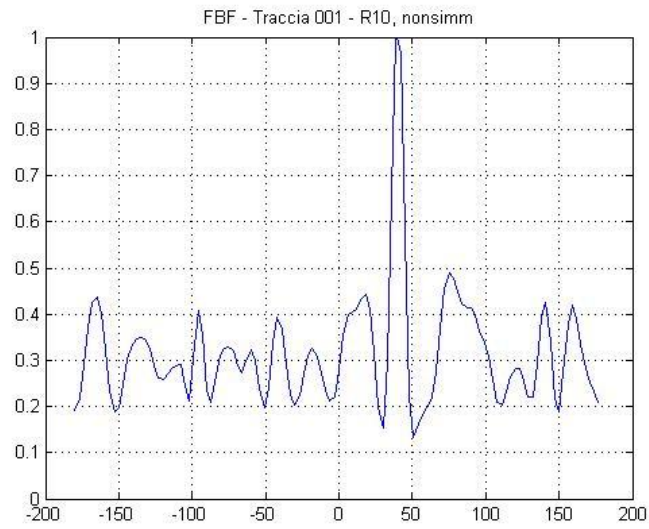


Figura 10.11: Angolo di arrivo statico  $45^\circ$  reale

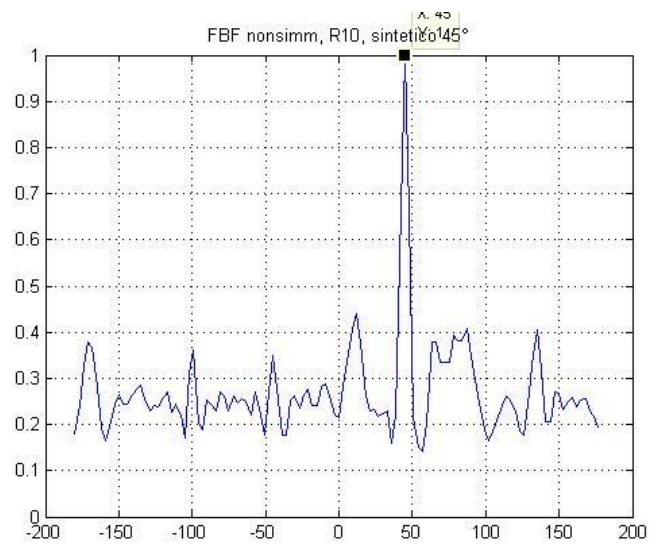


Figura 10.12: Angolo di arrivo statico  $45^\circ$  simulato

## 10.6. CONCLUSIONI

---

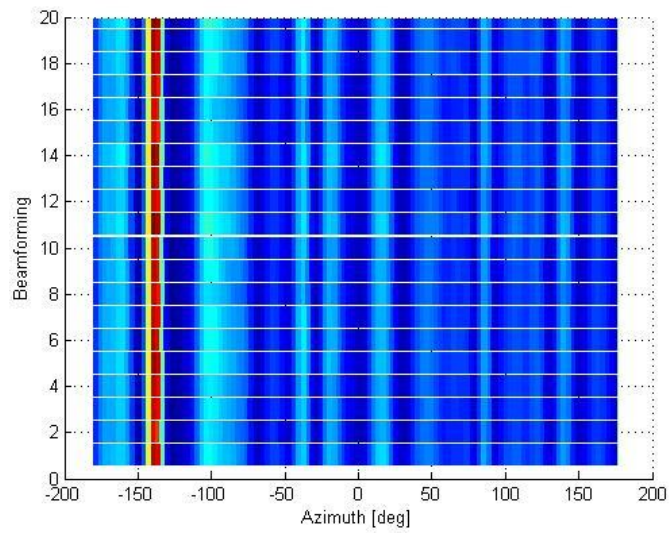


Figura 10.13: Angolo di arrivo statico  $-140^\circ$

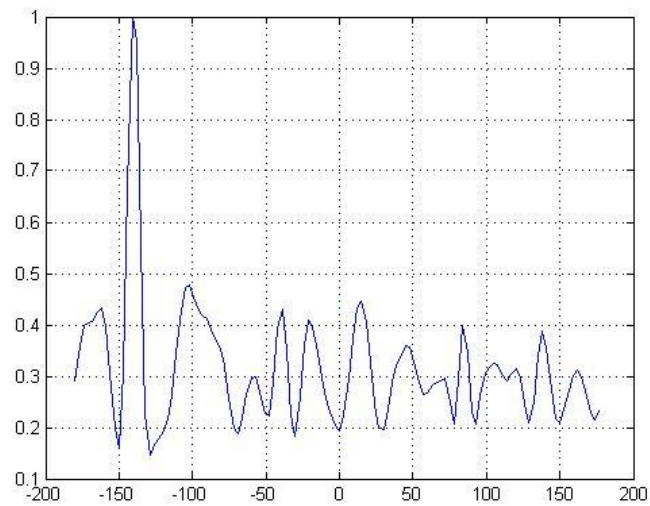


Figura 10.14: Angolo di arrivo statico  $-140^\circ$

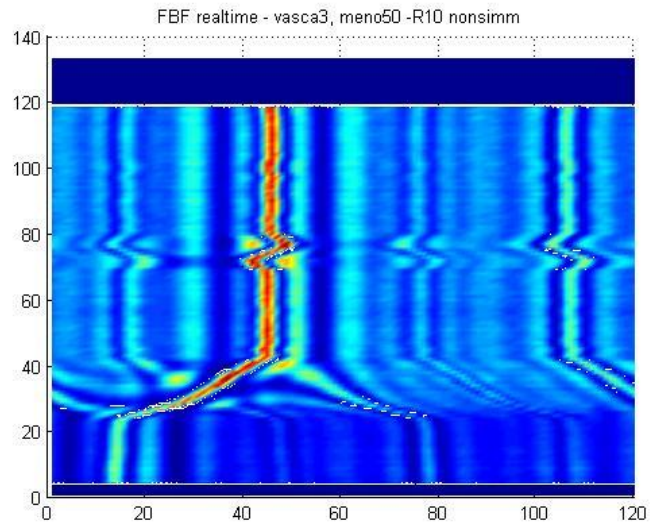


Figura 10.15: Beamforming - sorgente in movimento

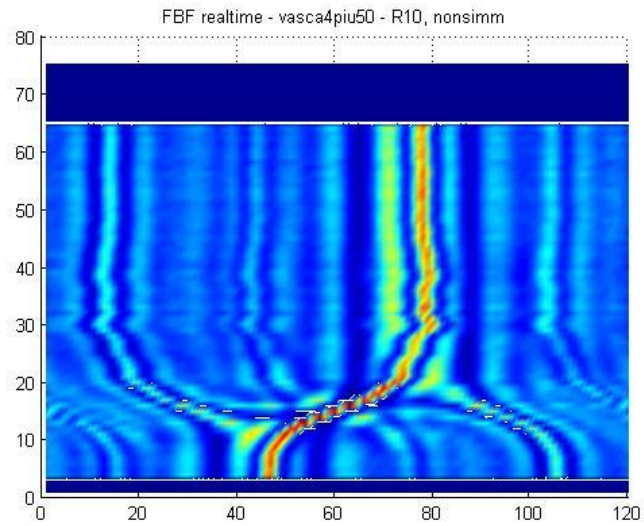


Figura 10.16: Beamforming - sorgente in movimento



## 10.6. CONCLUSIONI

---

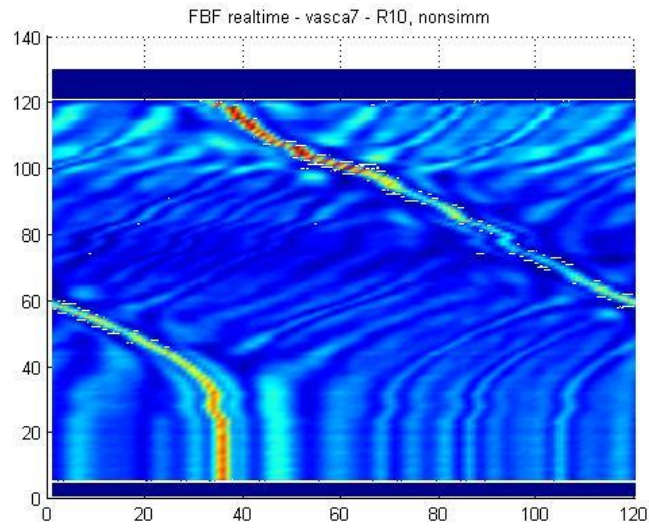


Figura 10.17: Beamforming su 360 gradi

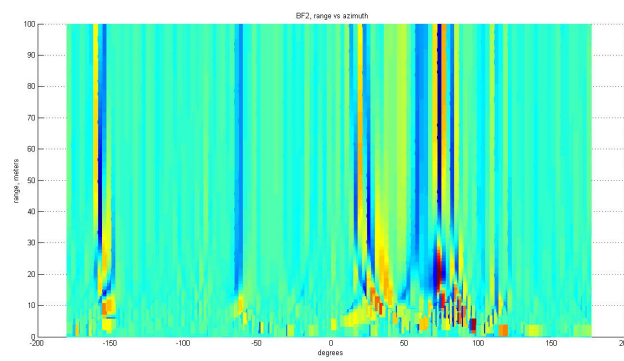


Figura 10.18: Passive ranging

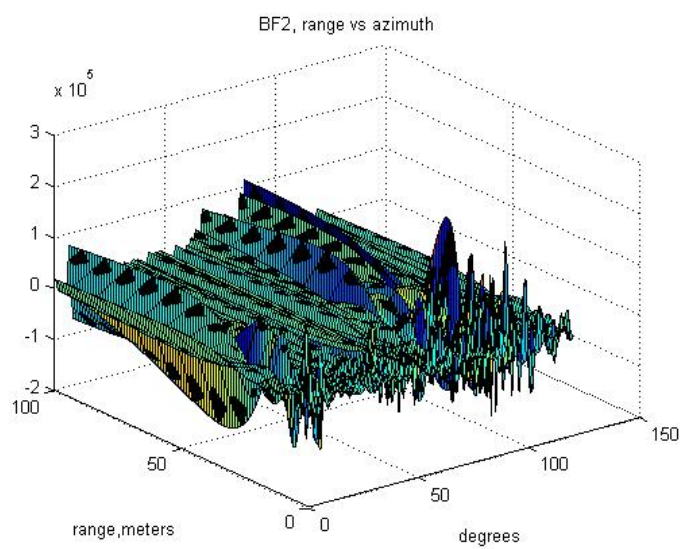


Figura 10.19: Picco in corrispondenza della distanza della sorgente

## Appendice A

# Codice Matlab Real-Time Beamforming 1D

```
%--- FREQUENCY DOMAIN BEAMFORMING 1D -----

clear all
close all
clc

%----- PARAMETRI DEL SISTEMA -----

r = 0.10;                %Raggio [m]
c = 1462;                %Velocità del suono [m/s]
M = 4;                   %Numero degli idrofoni

phi = -pi:pi/60:((pi)-(pi/60)); %Angoli di ricerca [rad]
phid = phi*360/(2*pi);    %Angoli di ricerca [deg]

Fcamp = 192000;           %Frequenza di campionamento [Hz]
Tcamp = 1/Fcamp;          %Periodo di campionamento [s]
N = 8192;                 %Numero di campioni da prelevare
LFFT = N;                 %Numero di punti della FFT

deltaf = Fcamp/LFFT;      %Risoluzione spettrale [Hz]
```

---

```

f = 0:deltaf:Fcamp-deltaf;          %Asse delle frequenze [Hz]

%Posizione idrofoni
%gamma = [(2*pi/M)*0+pi (2*pi/M)*1+pi (2*pi/M)*2+pi (2*pi/M)*3+pi];
gamma = [(2*pi/M)*0 55*pi/180 (2*pi/M)*2 305*pi/180];

factv = 7.6365;      %Fattore di conversione per visualizzare i volts

%----- DATI IN INGRESSO -----

inputbuffer = factv*pa_wavrecord(3,6,N,192000,1,'asio'); %realtime data

min_freq = 20000;          %Frequenza minima utile
max_freq = 90000;          %Frequenza massima utile
[~,Lmin] = min(abs(f-min_freq)); %Indice della frequenza minima
[~,Lmax] = min(abs(f-max_freq)); %Indice della frequenza massima

K = 20;                    %Linee del grafico
R = zeros(K,length(phid));
cont = 0;

while(true)

    cont = cont + 1;

    input1 = inputbuffer(:,1).';
    input2 = inputbuffer(:,2).';
    input3 = inputbuffer(:,3).';
    input4 = inputbuffer(:,4).';

    Finput1 = fft(input1,LFFT); %FFT della sequenza di ingresso
    Finput2 = fft(input2,LFFT);
    Finput3 = fft(input3,LFFT);
    Finput4 = fft(input4,LFFT);

%-----BEAMFORMING-----

```

---

```

for k = 1:length(phi);

    ritardi1 = r/c*cos(phi(k)-gamma(1));
    ritardi2 = r/c*cos(phi(k)-gamma(2));
    ritardi3 = r/c*cos(phi(k)-gamma(3));
    ritardi4 = r/c*cos(phi(k)-gamma(4));

    e1 = exp(1i*2*pi*f(Lmin:Lmax)*ritardi1);
    e2 = exp(1i*2*pi*f(Lmin:Lmax)*ritardi2);
    e3 = exp(1i*2*pi*f(Lmin:Lmax)*ritardi3);
    e4 = exp(1i*2*pi*f(Lmin:Lmax)*ritardi4);

    IN1 = Finput1(Lmin:Lmax).*e1;
    IN2 = Finput2(Lmin:Lmax).*e2;
    IN3 = Finput3(Lmin:Lmax).*e3;
    IN4 = Finput4(Lmin:Lmax).*e4;

    IN = [IN1;IN2;IN3;IN4];
    B4(k,:) = sum(IN);

end

BFP = abs(B4).^2;
BF = sum(BFP. ');

salvataggio(cont,:) = BF;

R = circshift(R,1);
R(1,:) = BF;

figure(1)
waterfall(phid,1:K,R)
view(0,90)
axis([-200 200 0 K]);
set(findobj('Type','patch'),'linewidth',12);

```

---

```
    xlabel('Azimuth [deg]')
    ylabel('Beamforming')
    drawnow

    figure(2)
    plot(phid,BF/max(BF))
    drawnow

    clear inputbuffer
    inputbuffer = pa_wavrecord(3,6,N,192000,1,'asio');

end
```

## Appendice B

# Codice Matlab Passive Ranging

```
%--- GENERATORE + PROCESSORE per passive ranging

clear all
close all
clc

%----- PARAMETRI DEL SISTEMA -----

r = 2.4; %Raggio della piattaforma [m]
c = 1500; %Velocità del suono nel mezzo [m]
M = 4; %Numero degli idrofoni

R = 15; %Range della sorgente [m]
theta1 = pi/6; %Angolo di arrivo [rad]

phi = -pi:pi/120:((pi)-(pi/120)); %Angoli di ricerca [rad]
phid = phi*360/(2*pi);

%----- GENERATORE LOCALE-----

gamma = [(2*pi/M)*0 (2*pi/M)*1+pi/18 (2*pi/M)*2 (2*pi/M)*3-pi/18];
```

---

```

%Vettore distanze sorgente-idrofoni per R e theta specifici
Ri = sqrt((R-r*cos(gamma-theta1)).^2 + (r*sin(gamma-theta1)).^2);

Ng = 16384;                                %Numero di campioni prelevati

Fcampg = 192000;                           %Frequenza di campionamento (Hz)
Tcampg=1/Fcampg;
tg = (0:Ng-1)/Fcampg;                      %Asse del tempo (s)
deltafg = Fcampg/Ng;                      %Risoluzione spettrale (Hz)
fg = -0.5*Fcampg:deltafg:0.5*Fcampg-deltafg; %Asse della frequenza (Hz)

%Vettore sfasamenti - dipendono dal vettore delle distanze
a1 = exp(1i*2*pi*1/c*(fg).'*Ri);

%--- FILTRO IDEALE PASSA BANDA ---
H = zeros(1,Ng);
fcut = 70000;
NN = round(fcut/deltafg);
H(Ng/2-NN:Ng/2+NN) = 1;
H1 = ones(1,Ng);
fcut1 = 30000;
NN1 = round(fcut1/deltafg);
H1(Ng/2-NN1:Ng/2+NN1) = 0;
f0 = (fcut+fcut1)/2;
%-----

kg = 32;

for kk = 1:kg;

    q1=1;
    if kk < 1;
        q1 = 0;
    end

```



---

```

y1 = wgn(1,Ng,-5,'real');           % segnale
Y1 = fftshift(fft(y1));             % inserito fftshift
Y41 = [Y1; Y1; Y1; Y1];
Y4H1 = Y41.*a1.';

noise1 = wgn(1,Ng,0,1,1,'real');
Noise1 = fftshift(fft(noise1));      % noise only
noise2 = wgn(1,Ng,0,1,20+kk,'real');
Noise2 = fftshift(fft(noise2));
noise3 = wgn(1,Ng,0,1,30+kk,'real');
Noise3 = fftshift(fft(noise3));
noise4 = wgn(1,Ng,0,1,40+kk,'real');
Noise4 = fftshift(fft(noise4));

%-----INPUT 1 -----
Y1F1 = (Noise1 + Y4H1(1,:).*q1).*H.*H1;
y1f1 = real(ifft(fftshift(Y1F1)));
Y2F1 = (Noise2 + Y4H1(2,:).*q1).*H.*H1;
y2f1 = real(ifft(fftshift(Y2F1)));
Y3F1 = (Noise3 + Y4H1(3,:).*q1).*H.*H1;
y3f1 = real(ifft(fftshift(Y3F1)));
Y4F1 = (Noise4 + Y4H1(4,:).*q1).*H.*H1;
y4f1 = real(ifft(fftshift(Y4F1)));

%----- DEMOD-----

[y1r1,y1i1] = demod(y1f1,f0,Fcampg,'qam');
ydmf11 = (y1r1+1j*y1i1);
YDM11 = (fft(ydmf11));

[y2r1,y2i1] = demod(y2f1,f0,Fcampg,'qam');
ydmf21 = (y2r1+1j*y2i1);

[y3r1,y3i1] = demod(y3f1,f0,Fcampg,'qam');
ydmf31 = (y3r1+1j*y3i1);

```

---

```

[y4r1,y4i1] = demod(y4f1,f0,Fcampg,'qam');
ydmf41 = (y4r1+1j*y4i1);

%-----DECIMAZIONE-----
Freqdec = 96000;
Tdec = 1/Freqdec;
r1 = Fcampg / Freqdec;

y1dec = ydmf11(1:r1:length(ydmf11));
y2dec = ydmf21(1:r1:length(ydmf21));
y3dec = ydmf31(1:r1:length(ydmf31));
y4dec = ydmf41(1:r1:length(ydmf41));

%-----
a = 1 + (kk-1)*Ng/2;
b = Ng/2 + (kk-1)*Ng/2;

input1(a:b) = y1dec;
input2(a:b) = y2dec;
input3(a:b) = y3dec;
input4(a:b) = y4dec;

end          % fine del loop di generazione

%-----PROCESSORE-----
Fcamp = 96000;          %Frequenza di campionamento (Hz)
Tcamp = 1/Fcamp;       %Periodo di campionamento (s)
N = 8192;              %Numero di campioni da prelevare
T = N*Tcamp;           %Tempo di osservazione (s)= 0.085
deltaf = Fcamp/N;      %Risoluzione spettrale (Hz)
f = -0.5*Fcamp:deltaf:0.5*Fcamp-deltaf;

%-----
INPUT1_R = real(input1)';
INPUT2_R = real(input2)';
INPUT3_R = real(input3)';

```

---

```

INPUT4_R = real(input4)';
INPUT1_I = imag(input1)';
INPUT2_I = imag(input2)';
INPUT3_I = imag(input3)';
INPUT4_I = imag(input4)';
%-----

k1=32;
B4 = zeros(length(phi),N);

for z1 = 1:k1;                                % z1=3 per vedere lo snapshot n3

    A= 1+N*((z1-1));
    B = N*(z1);

    input11 = INPUT1_R(A:B,1)'+1j*INPUT1_I(A:B,1)';
    input21 = INPUT2_R(A:B,1)'+1j*INPUT2_I(A:B,1)';
    input31 = INPUT3_R(A:B,1)'+1j*INPUT3_I(A:B,1)';
    input41 = INPUT4_R(A:B,1)'+1j*INPUT4_I(A:B,1)';

    %-----

    Finput1 = fftshift(fft(input11));           % introdotto  fftshift
    Finput2 = fftshift(fft(input21));
    Finput3 = fftshift(fft(input31));
    Finput4 = fftshift(fft(input41));

    Fin4channels = [Finput1; Finput2; Finput3; Finput4];

    IN4 = Fin4channels;                        % tolto:  /4*N

    %-----BEAMFORMING-----

    Rmin = 0;    %Si parte da metri
    deltaR = 1; %Passo di campionamento
    Rv = Rmin + z1*deltaR; %Range di test

```

---

```

    for k = 1:length(phi);    % BF con Range search
        Rss = sqrt((Rv-r*cos(gamma-phi(k))).^2 + (r*sin(gamma-phi(k))).^2);
        e = exp(1i*2*pi*f.*Rss/c);
        B4(k,:) = sum(IN4(:,:).*e',1);
    end

    BF = (sum(abs(B4').^2));          %BEAMFORMING output - one snapshot

    %-----
    PW1 = sum(abs(IN4.^2),2);
    PW2 = sum(PW1,1);
    BF2 = BF-PW2;

    RAV1_1(z1,:) = BF2;
    %-----USCITA-----

    p1 = (1:z1)'*1;    %n* snapshots

    figure(5)
    waterfall(phid,p1,RAV1_1)
    grid on
    axis([-200 200 0 k1]);
    xlabel('degrees');
    ylabel('range, meters');
    title(' BF2, range vs azimuth');
    set(findobj('Type','patch'),'linewidth',16);
    drawnow

end %----- end loop -----

figure(6)
surf(RAV1_1)
xlabel('degrees');
ylabel('range,meters');
title('BF2, range vs azimuth')

```

---

grid on

```
[C,I] = max(max(RAV1_1(:,:)));  
[CI,I1]=max(RAV1_1(:,I));  
Range = I1+1;  
Azimuth = (I-1)/2;  
C2 = zeros(length(p1),length(phid));  
C2(I1,I) = 1;
```

```
figure(7)  
pcolor(phid,p1,C2);
```

---

# Bibliografia

- [1] A. D. Waite (2002) *Sonar for Practising Engineers, 3rd Edition*, Wiley.
- [2] Robert J. Urick (1983) *Principles Of Underwater Sound, 3rd Edition*, Peninsula Publishing.
- [3] Applied Physics Laboratory University of Washington *APL-UW High-Frequency Ocean Environmental Acoustic Models Handbook*.
- [4] Constantine A. Balanis *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*.
- [5] Trucco, Palmese, Repetto *Devising an Affordable Sonar System for Underwater 3-D Vision*.
- [6] G.Vettori (1966), *Analisi e trattamento dei segnali nei sistemi sonar*, Corso tenuto presso l'Istituto di Elettroacustica della Commissione Permanente della Marina Italiana, La Spezia.